



Ю.А. Андреев
Б.Г. Волков

Измерительная аппаратура на транзисторах

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

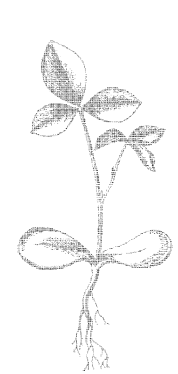
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 539

Ю. А. АНДРЕЕВ, Б. Г. ВОЛКОВ

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ АППАРАТУРА НА ТРАНЗИСТОРАХ





ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1964 ЛЕНИНГРАД

УДК 621.317.7 : 621.382
А65

Подробно описаны схемы и конструкции нескольких самодельных измерительных приборов, выполненных на транзисторах. Рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

Андреев Юрий Александрович, Волков Борис Георгиевич
Измерительная аппаратура на транзисторах. М.-Л.,
Издательство «Энергия», 1964.
64 стр. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 539).
Тематический план 1964 г., № 377

Редактор *В. А. Клюкачев* Техн. редактор *Н. А. Бульдяев*

Обложка художника *А. М. Кувшинникова*

Сдано в набор 6/III 1964 г. Подписано к печати 30/V-1964 г.
Т-04383 Бумага 84×108[1]/[32] — 3,28 п. л. Уч.-изд. л. 4,15
Тираж 50 000 экз. цена 17 коп. Зак. 506

Владимирская типография Главполиграфпрома Государственного комитета Совета Министров СССР по печати. Гор. Владимир, ул. Б. Ременники, 18-б

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиоэлектронные методы измерения уже давно перестали быть монополией «чистой» радиотехники и находят самое широкое применение в различных отраслях народного хозяйства. Развитие автоматизации производственных процессов в промышленности и сельском хозяйстве страны, рост квалификации и числа радиолюбителей в значительной степени увеличили потребность в измерительной аппаратуре общего и специального назначения.

Отечественная промышленность выпускает большое количество разнообразной измерительной аппаратуры с питанием от электросети, отвечающей современным требованиям и предназначенной в основном для эксплуатации ее в лабораториях. Хуже обстоит дело с производством малогабаритной экономичной измерительной аппаратуры, питающейся от батарей, в которой испытывают острую необходимость работники, связанные со всевозможными исследованиями, ремонтом и настройкой электронного оборудования в полевых условиях, не говоря уже о потребностях радиолюбителей неэлектрифицированных районов.

Развитие полупроводниковой техники и появление в продаже транзисторов позволяют создать целый ряд простых и надежных малогабаритных измерительных приборов, доступных для изготовления широкому кругу радиолюбителей. В этой книге приводится описание пяти таких приборов, причем отдельные узлы их даны в нескольких вариантах, что позволяет сделать выбор того или иного узла, сообразуясь с необходимыми техническими требованиями и наличием деталей. Для питания этих приборов используются батареи от карманного фонаря.

При разработке схем и конструкций описываемых здесь приборов авторы стремились по возможности избегать трудоемких работ, связанных с изготовлением отдельных узлов и деталей, и в особенности работ, выполняемых на станках. Исключение составляет последний прибор (анализатор спектра), верньер для которого можно изготовить только на станке. Для некоторых частей схем приборов приводятся основные расчетные соотношения, что при желании позволяет изменить отдельные их параметры, например диапазон частот генератора, полосу пропускания усилителя и др.

Авторы

СОДЕРЖАНИЕ

МИЛЛИВОЛЬТМЕТР

Область применения обычных вольтметров переменного тока для измерений в различных электронных схемах по сравнению с ламповыми вольтметрами существенно ограничена. Несмотря на большую простоту, надежность и точность, они имеют ряд существенных недостатков: ограниченный диапазон частот, невысокую чувствительность и, главное, низкое входное сопротивление, которое у лучших образцов не превышает 2 000 *ом/в*. Последнее обстоятельство лишает возможности использовать обычные вольтметры там, где их подключение вносит изменение в режим работы измеряемой схемы. От указанных недостатков свободны ламповые вольтметры, но они «привязаны» к электросети или требуют для питания довольно громоздкого комплекта батарей. Милливольтметр на транзисторах, выполненный по несложной схеме, сочетает преимущества обоих типов приборов: незначительные габариты, расширенный диапазон частот, достаточно высокое входное сопротивление и экономичность питания.

Предлагаемый милливольтметр на транзисторах (рис. 1) выполнен по обычной блок-схеме: входной делитель, усилитель, детектор, индикатор. В приборе используется однополупериодный детектор средних значений, шкала индикатора отградуирована в действующих значениях синусоидального напряжения. Особенностью прибора является простота схемы, конструкции и незначительное потребление тока от источника питания. К особенности схемы относится также использование во входном каскаде для получения высокого входного сопротивления схемы «составного триода».

Милливольтметр предназначен для измерения синусоидальных напряжений в диапазоне частот 20 *гц* — 50 *кгц* и имеет следующие пределы измерений: 0—10 *мв*; 0—30 *мв*, 0—100 *мв*, 0—300 *мв*, 0—3 *в*, 0—10 *в*, 0—30 *в*, 0—100 *в* и 0—300 *в*. Входное сопротивление прибора на первых двух пределах составляет 100, а на остальных 500 *ком*. Точность измерений в рабочем диапазоне частот не хуже ±5%. Шкала милливольтметра отградуирована в вольтах, но при желании может быть дополнительно проградуирована и в децибелах, что бывает полезным при снятии частотных характеристик различной аппаратуры.

Схема. Принципиальная схема прибора приведена на рис. 2. Измеряемое напряжение через делитель и разделительный конденсатор C_1 подается на первый каскад, выполненный по схеме «составного триода» на транзисторах T_1 и T_2. Этот каскад имеет коэффициент усиления, близкий к единице, и обладает высоким входным

сопротивлением. В данном случае входное сопротивление его около 100 *ком.*

С сопротивления в цепи эмиттера первого каскада R_{20} сигнал поступает на трехкаскадный усилитель, собранный по реостатно-емкостной схеме. Три последующих каскада практически идентичны и

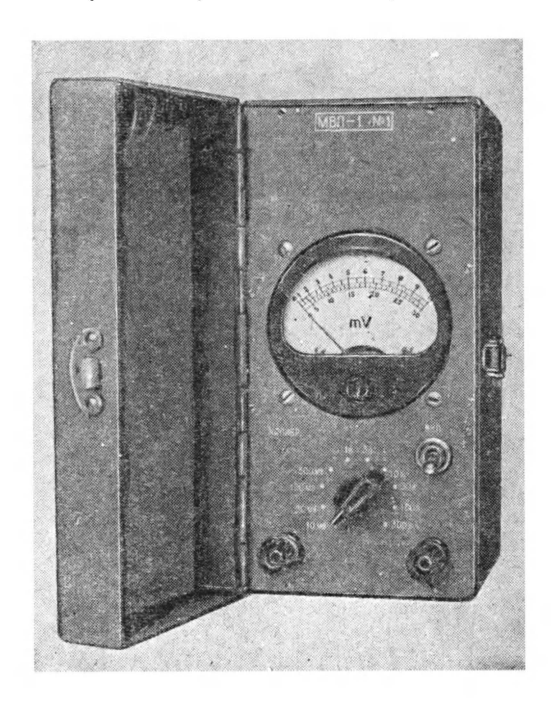


Рис. 1. Внешний вид милливольтметра.

выполнены на транзисторах по схеме с общим эмиттером. Каждый из них имеет отрицательную обратную связь по напряжению и току, что обеспечивает хорошую термостабильность схемы. Сопротивления в эмиттерных цепях транзисторов T_4 и T_5 создают отрицательную обратную связь по току. Обратная связь по напряжению осуществляется через сопротивления, соединяющие коллектор транзистора с базой (R_{22}, R_{24} и R_{28}).

Помимо внутрикаскадных отрицательных обратных связей, последние три каскада охвачены общей глубокой отрицательной обратной связью. Напряжение обратной связи подается с эмиттера последнего каскада в цепь эмиттера второго каскада; глубина обратной связи регулируется потенциометром R_{30} при настройке прибора. Общий коэффициент усиления усилителя может регулироваться в пределах 150—700. Введение глубокой обратной связи в значитель-

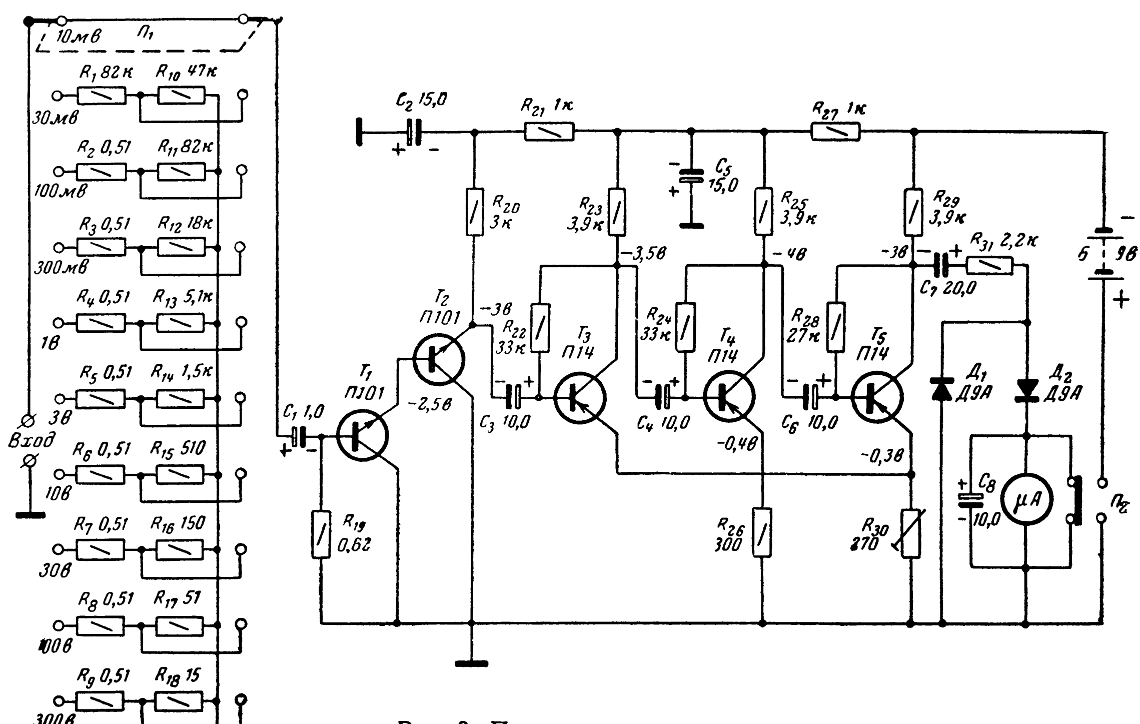


Рис. 2. Принципиальная схема милливольтметра.

ной степени увеличивает стабильность усилителя как при изменении температуры, так и при изменении напряжения источника питания. Кроме того, введение обратной связи расширяет частотный диапазон прибора, так что его характеристика становится линейной вплоть до 35—50 *кгц*.

С нагрузки выходного каскада (сопротивление R_{29}) через разделительный конденсатор C_7 сигнал поступает на магнитоэлектрический микроамперметр μA, включенный через однополупериодный выпрямитель (диод $Д_2$). Для того чтобы нагрузка последнего каскада в оба полупериода была одинаковой, микроамперметр шунтирован в обратном направлении диодом $Д_1$. С целью предотвращения ударов стрелки микроамперметра об ограничитель при выключении прибора в схеме используется переключатель $П_2$ (тумблер), который, отключая батарею, одновременно замыкает накоротко микроамперметр.

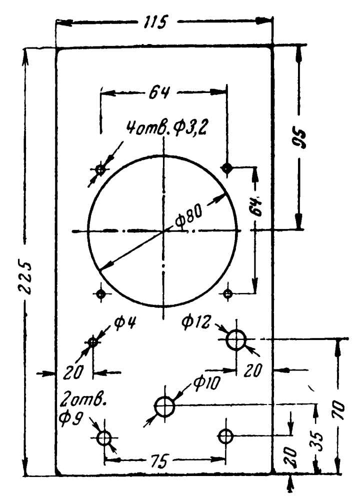


Рис. 3. Разметка лицевой панели милливольтметра.

Питание прибора осуществляется от двух последовательно соединенных батарей карманного фонаря. Для устранения паразитных связей между каскадами через цепи питания использованы две развязывающие цепи ($R_{21} C_2$ и $R_{27} C_5$).

Конструкция и детали. Милливольтметр выполнен в прямоугольном корпусе размерами 230×120×100 *мм* с крышкой. Корпус прибора изготовлен из дюралюминия толщиной 1 *мм*, а его лицевая панель (съемная) из дюралюминия толщиной 1,5 *мм*. Чертеж лицевой панели приведен на рис. 3.

На лицевой панели расположены микроамперметр типа М-494 со шкалой 0—50 *мка*, двухплатный переключатель $П_1$ типа 11П2Н, переключатель $П_2$ (тумблер), входные зажимы и проволочный потенциометр R_{30} типа ППЗ-11, выведенный «под шлиц».

Все детали прибора стандартные: сопротивления типа УЛМ или МЛТ-0,5, конденсаторы электролитические типа ЭМ. Вместо транзисторов П101 могут быть использованы транзисторы П102 или П103, а вместо П14 — транзисторы П13 или П15.

Для схемы «составного триода» (T_1 и T_2) следует отбирать транзисторы с большим коэффициентом усиления по току ($\beta > 25$), так как величина входного сопротивления этого каскада пропорциональна величине β_1, β_2. Необходимо иметь в виду, что коэффициент усиления по току β_1 транзистора T_1 в приведенной схеме значительно ниже паспортного значения. Это объясняется малым током коллектора, равным току базы транзистора T_2.

Диоды для выпрямителя микроамперметра следует брать германиевые точечные группы Д9, но можно использовать и плоскост-

ные группы Д7. Другие типы диодов, в особенности точечные кремниевые, применять не следует, так как с ними шкала прибора будет сильно сжата с левой стороны.

Все мелкие детали прибора, за исключением сопротивлений делителя, смонтированы на гетинаксовой плате, которая крепится на зажимах микроамперметра. Сопротивления делителя распаяны непосредственно на платах переключателя $П_1$. Размещение деталей на гетинаксовой плате показано на рис. 4. Батареи помещаются в специальном отсеке корпуса и соединяются со схемой гибкими проводами.

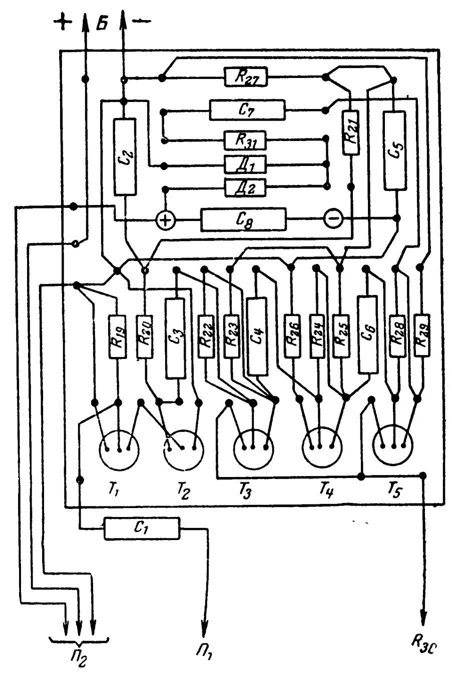


Рис. 4. Монтажная схема платы милливольтметра.

Монтаж прибора следует начинать с усилительной части. Монтаж делителя выполняется после наладки усилителя.

Налаживание прибора. После проверки правильности монтажа можно подключить прибор к источнику питания. Для контроля потребляемого тока в цепь питания полезно включить миллиамперметр. Полный ток, потребляемый прибором, должен быть в пределах 4—7 *ма*. Перед проверкой усилительной части необходимо проверить режимы работы транзисторов по постоянному напряжению. Значения напряжений на электродах транзисторов не должны отличаться более чем на 20% от указанных на принципиальной схеме.

Проверка производится тестером типа ТТ-3 или аналогичным прибором с небольшим потребляемым током. Если режимы транзи-

сторов сильно отличаются от приведенных, то необходимо подобрать сопротивления R_{19}, R_{22}, R_{24} и R_{28}. Для этого соответствующее постоянное сопротивление временно заменяют переменным сопротивлением и с его помощью устанавливают требуемый режим. Затем измеряют полученное значение переменного сопротивления и заменяют его постоянным такой же величины.

Сопротивление R_{19} не должно быть меньше 400 *ком*, так как иначе входное сопротивление милливольтметра окажется слишком низким. Если же при регулировке режима первого каскада окажется необходимым установить меньшее сопротивление, то надо заменить транзистор T_1 на другой, с бо́льшим коэффициентом усиления.

После проверки и регулировки режима по постоянному напряжению можно проверить работу усилителя, подав на его вход через конденсатор C_1 сигнал частотой 800 *гц* и напряжением 10 *мв* от звукового генератора. Регулируя потенциометром R_{30} глубину отрицательной обратной связи, устанавливают такой коэффициент усиления усилителя, при котором стрелка микроамперметра отклонится на конец шкалы В небольших пределах можно изменять показания микроамперметра и подбором сопротивления R_{31}. Коэффициент усиления нормально работающего усилителя, обеспечивающего полное отклонение стрелки микроамперметра, составляет 130—160. Подобрав величину обратной связи, проверяют частотную характеристику прибора, для чего, поддерживая входное напряжение генератора неизменным, плавно изменяют его частоту и следят за показаниями микроамперметра. Частотная характеристика прибора должна быть линейной с точностью 3—4% в диапазоне 20 *гц* — 50 *кгц*.

Последней и наиболее трудоемкой операцией является подгонка сопротивлений делителя. Вследствие того что входное сопротивление усилителя составляет 100—150 *ком*, делитель на пределах 30, 100 и 300 *мв* оказывается нагруженным соизмеримым сопротивлением, поэтому коэффициент деления будет отличаться от расчетной величины, полученной для ненагруженного делителя. Для облегчения настройки делителя была применена схема, позволяющая подбирать сопротивления делителя независимо для каждого предела измерений. Практически эту операцию удобнее всего выполнять с помощью переменного сопротивления или, еще лучше, магазина сопротивлений, временно включаемого вместо сопротивлений R_{10}—R_{18}. Подав от звукового генератора на прибор напряжение, соответствующее его пределу измерений, и изменяя величину этого сопротивления, добиваются отклонения стрелки микроамперметра на всю шкалу, а затем заменяют это сопротивление постоянным такой же величины.

Шкалу прибора удобнее выполнить с двумя рядами делений: один ряд для пределов измерений, кратных 10, а другой — кратных 3. При желании можно нанести и третий ряд делений в децибелах.

После подгонки делителя следует проверить частотные характеристики прибора на всех пределах измерений. При необходимости частотную компенсацию делителя можно выполнить, используя конденсаторы небольшой емкости (см. стр. 57).

Потребляемый прибором от батарей ток очень мал (4—7 *ма*), поэтому комплекта батарей хватает надолго и заменять батареи приходится не из-за разрядки, а из-за их высыхания. Благодаря глубокой отрицательной обратной связи изменение напряжения батарей вплоть до 6—7 *в* не сказывается на показаниях прибора. При желании контролировать напряжение батарей можно, введя в схему

прибора дополнительный переключатель, использовать микроамперметр с добавочным сопротивлением в качестве вольтметра постоянного тока.

УСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ОСЦИЛЛОГРАФА

В производственной и лабораторной практике часто встречаются с необходимостью не только измерять и визуально наблюдать какой-либо процесс, но и записать его во времени. Одним из наиболее распространенных приборов, с помощью которого можно осуществить запись достаточно быстротечных процессов (регистрируемая величина может изменяться с частотой в несколько килогерц), является магнитоэлектрический (вибраторный) осциллограф МПО-2 с вибраторами различных типов (табл. 1). Однако этот прибор обладает существенным недостатком, ограничивающим его область применения в маломощных схемах. Дело в том, что наиболее распространенные и удобные в эксплуатации V и VIII типы вибраторов осциллографа МПО-2 при внутреннем сопротивлении 5—15 *ом* потребляют ток 2—10 *ма*, поэтому необходимо устройство, позволяющее согласовать работу низкоомного вибратора с выходной частью исследуемой схемы (подключение магнитоэлектрического осциллографа не должно влиять на коэффициент передачи и режимы питания исследуемой схемы).

Таблица 1

Основные технические данные вибраторов

Тип вибратора	Частота собственных колебаний в воздухе, *гц*	Чувствительность на пленке, *мм/ма*	Сопротивление, *ом*	Максимально допустимая амплитуда тока, *ма*
I	5 000	0,2	3,5	100
II	10 000	0,04	3	150
IV	3 000	1	6	25
V	2 000	2,5	6	10
VII	2 000	0,015	15	250
VIII	1 200	13	14	2
IX	400	62	50	0,4
X	200	250	50	0,1

Наиболее простым решением может быть согласующий трансформатор, аналогичный по своему назначению выходному трансформатору радиоприемника, но для сигнала с частотой ниже 10 *гц* он приобретает совершенно неконструктивные размеры и становится практически неприемлемым. В качестве же одного из возможных вариантов можно предложить специальный согласующий усилитель.

На рис. 5 представлена схема согласующего усилителя для записи с использованием V или VIII типов вибратора магнитоэлектрического осциллографа МПО-2. Этот усилитель обладает следующими основными техническими характеристиками: рабочий диапазон час-

тот 0,5—5 000 *гц*; крутизна усилителя при сопротивлении нагрузки 6 *ом* составляет 0,2 *ма/мв*; неравномерность частотной характеристики в указанном диапазоне частот ±1 *дб* (±11%); входное сопротивление усилителя не менее 15 *ком*; наибольшее напряжение на входе, при котором нелинейные искажения тока в вибраторе отсутствуют, составляет 40—50 *мв*; напряжение источника питания составляет 20—30 *в*; потребляемый ток не превышает 35—40 *ма*. Под крутизной

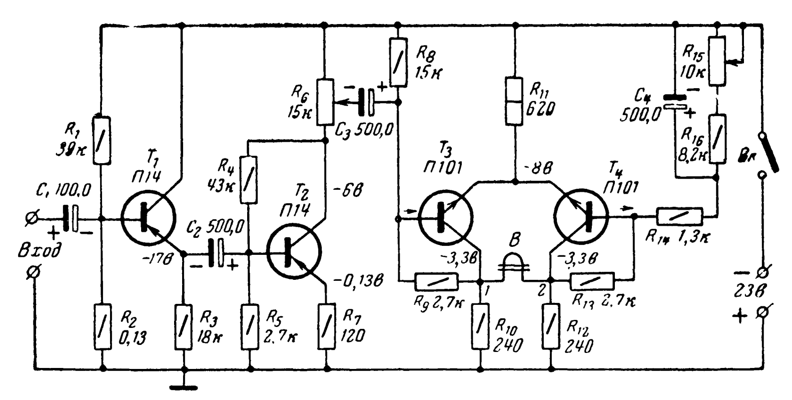


Рис. 5. Принципиальная схема усилителя для магнитоэлектрического осциллографа.

усилителя следует понимать ток в его нагрузке, возникающий при подаче на вход единицы напряжения (в данном случае при подаче на вход напряжения 5 *мв* в нагрузке 6 *ом* возникает ток в 1 *ма*).

Усилитель для магнитоэлектрического осциллографа содержит три каскада на транзисторах. Первый каскад, на транзисторе T_1, выполненный по схеме с общим коллектором, предназначается для повышения входного сопротивления прибора. Второй каскад на транзисторе T_2 собран по схеме с общим эмиттером и имеет коэффициент усиления 8—12. Наличие отрицательной обратной связи как по напряжению (сопротивления R_6 и R_4), так и по току (сопротивление R_7) обеспечивает хорошую термостабильность и стабильность во времени. В коллекторной цепи второго каскада включен потенциометр R_6, с помощью которого можно плавно регулировать коэффициент усиления каскада от 0 до 10.

Выходной каскад усилителя выполнен на транзисторах T_3 и T_4 по схеме параллельно-балансного каскада со связанными эмиттерами. Вибратор *В* осциллографа включается между коллекторами этих транзисторов (точки *1* и *2*). Если напряжения на коллекторе каждого транзистора относительно общей шины одинаковы, то точки *1* и *2* эквипотенциальны, тогда подключение к ним нагрузки любой величины не внесет изменения в режим транзисторов по постоянному току и при отсутствии сигнала на входе ток через нагрузку протекать не будет. Если на вход балансного каскада поступает сигнал такой полярности, что вызывает в базовой цепи транзистора T_3 приращение тока в направлении, указанном на схеме стрелкой, то кол-

лекторный ток этого транзистора увеличится, напряжение в точке *1* относительно общей шины также увеличится. Часть приращения базового тока попадет в базовую цепь транзистора T_4 и вызовет уменьшение его коллекторного тока, напряжение точки *2* относительно общей шины уменьшится, через нагрузку потечет ток в направления от точки *2* к точке *1*. Очевидно, что при подаче на вход каскада сигнала другой полярности коллекторный ток транзистора T_3 уменьшится, а транзистора T_4 увеличится и через нагрузку потечет ток в направлении от точки *1* к точке *2*. Коэффициент передачи каскада будет тем больше, чем меньше сопротивление базовой цепи транзистора T_4 по переменному току при одном и том же сопротивлении R_{11}.

Использование балансного каскада исключает постоянную составляющую тока через вибратор *В* и существенно уменьшает дрейф нуля как при изменении окружающей температуры, так и при изменении напряжения источника питания. Например, при увеличении или уменьшении окружающей температуры коллекторный ток увеличивается или уменьшается одновременно в обоих транзисторах и разность потенциалов в точках *1* и *2* изменяется мало.

В балансных каскадах со связанными эмиттерами переменные эмиттерные токи транзисторов протекают через общее сопротивление R_{11} в противофазе и падение переменного напряжения на нем не происходит. Это дает возможность получить большой коэффициент передачи без шунтирования эмиттерного сопротивления конденсатором, емкость которого на низких частотах может достигать многих тысяч микрофарад. Для уменьшения сопротивления базовой цепи по переменному току сопротивления R_{15} и R_{16} шунтированы конденсатором C_4. Наличие сопротивления R_{16} исключает сильный разбаланс схемы при крайних положениях движка потенциометра R_{15}.

Монтаж усилителя исключительно прост. Все его детали, за исключением конденсаторов, размещаются на одной стороне гетинаксовой платы толщиной 2—2,5 *мм*. На другой ее стороне можно расположить конденсаторы. На переднюю панель усилителя, изготовленную из дюралюминия толщиной 1,5 *мм*, выводятся ручки переменных сопротивлений R_6 и R_{15}, входные и выходные зажимы. Кожух усилителя можно изготовить из дюралюминия толщиной 1 *мм*. Батарею питания (6—7 соединенных последовательно батарей от карманного фонаря) удобно располагать в отдельном отсеке.

Налаживание усилителя заключается в следующем. После внешнего осмотра и проверки смонтированной схемы к усилителю подключают источник питания напряжением 20—30 *в*. В «минусовую» цепь питания следует включить миллиамперметр постоянного тока. Потребляемый усилителем ток должен быть около 35 *ма*.

На схеме (рис. 5) приведены напряжения на электродах транзисторов по постоянному току, снятые прибором ТТ-1 относительно общей «плюсовой» шины источника питания при его напряжении 23 *в*. Нормальным можно считать режим, отличающийся от указанного не более, чем на $\pm 20\%$. Напряжения на коллекторе и эмиттере транзистора T_4 зависят от положения движка потенциометра R_{15}. Указанные на схеме напряжения соответствуют сбалансированному положению выходного каскада, т. е. когда точки *1* и *2* эквипотенциальны. Изменяя положение движка потенциометра R_{15}, следует подобрать такой режим, при котором напряжение между точ-

ками *1* и *2* равно нулю. Желательно, чтобы при этом движок потенциометра находился в среднем положении.

После этого включается нагрузка (эквивалентное сопротивление в 5—6 *ом*) и на вход усилителя подается сигнал. При действующем напряжении сигнала 30 *мв* ток через нагрузку должен быть около 6 *ма*. Входное сопротивление и частотная характеристика усилителя проверяются обычным способом. Для определения напряжения на вибраторе используется электронный осциллограф. При помощи масштабной сетки осциллографа, зная сопротивление вибратора, можно определить величину тока и контролировать его форму.

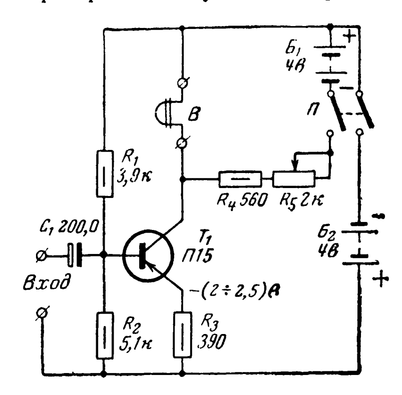


Рис. 6. Схема каскада усилителя для магнитоэлектрического осциллографа с несимметричным выходом.

Вариант оконечного каскада с несимметричным выходом. К числу недостатков рассмотренной схемы следует отнести то, что она требует для питания источник напряжением 23—30 *в* и потребляет сравнительно большой ток. На рис. 6 представлена более простая и экономичная схема оконечного каскада для работы с электромеханическим осциллографом на частотах выше 1 *гц*.

Этот каскад, выполненный на транзисторе T_1, питается от двух батерей типа КБС-Л-0,5 (для карманного фонаря) и потребляет ток не более 10—12 *ма*. В этом варианте вибратор *В* включается в коллекторную цепь транзистора. Чтобы исключить влияние постоянной составляющей тока транзистора на работу осциллографа, предусмотрена специальная компенсирующая цепь, содержащая отдельный источник питания $Б_1$ и сопротивления R_4 и R_5.

Батарея $Б_1$ включена так, что ток от нее течет через вибратор навстречу коллекторному току транзистора. Величина этого тока регулируется переменным сопротивлением R_5. При некотором значении сопротивления R_5 компенсационный и коллекторный токи будут одинаковы и суммарный постоянный ток через вибратор окажется равным нулю. Сопротивление R_4 ограничивает ток батареи $Б_1$ и защищает вибратор осциллографа от перегрузки. Сопротивление R_5 позволяет регулировать величину постоянного тока через вибратор осциллографа на 2—3 *ма* в обе стороны от нулевого уровня.

Если на вход каскада поступает переменный сигнал U, то коллекторный ток транзистора будет меняться относительно начального уровня и через вибратор потечет переменный ток $I=U/R_3$. Наибольшая величина переменного тока вибратора, обеспечиваемая этим каскадом, составляет 6—7 *ма* (амплитудное значение) и целиком определяется максимально допустимым током коллектора.

Крутизна оконечного каскада, равная 2,5 *ма/в*, может быть увеличена путем уменьшения сопротивления R_3. Однако такое измене-

ние в схеме ухудшит термостабильность и стабильность ее работы во времени, что выразится в смещении нулевой линии. При необходимости перед оконечным каскадом можно поставить предварительный усилитель, а для его питания использовать обе батареи, подключившись к ним между «плюсом» $Б_2$ и «минусом» $Б_1$. Тогда источник питания предварительного усилителя будет состоять из двух соединенных последовательно батарей.

Настройка оконечного каскада начинается с измерения режима питания транзистора. Контрольной цифрой может служить падение напряжения на эмиттерном сопротивлении R_3, которое должно составлять 2—2,5 *в*. При проверке работы компенсирующей цепочки вместо вибратора может быть включен миллиамперметр постоянного тока со шкалой на 5—10 *ма* (внутреннее сопротивление миллиамперметра должно быть не более 50 *ом*). Входное сопротивление каскада по переменному току составляет около 2 *ком* и определяется величинами сопротивлений в цепи смещения транзистора.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ИНФРАЗВУКОВОГО И ЗВУКОВОГО ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ

Во многих случаях измерительной практики возникает необходимость в предварительном усилении малых переменных напряжений в диапазоне частот от единиц герц до десятков килогерц. Ламповые усилители аналогичного назначения, как правило, имеют довольно сложную схему, требуют стабилизированного источника питания и тщательной экранировки. Для получения малых шумов приходится прибегать к питанию накала ламп постоянным током и принимать ряд дополнительных мер.

Конструирование измерительного усилителя на транзисторах для работы на частотах от единиц герц встречает определенные затруднения, так как для него требуются переходные конденсаторы большой емкости. Электролитические конденсаторы типа КЭ, помимо значительных габаритов, имеют еще существенный недостаток, заключающийся в значительном и непостоянном токе утечки, который нарушает режим работы схемы по постоянному току. Появление малогабаритных объемнопористых танталовых конденсаторов типа ЭТО, лишенных указанных недостатков, позволяет выполнить сравнительно простой и небольшой по размерам усилитель для работ в инфразвуковом и звуковом диапазоне частот.

Ниже приводится описание усилителя (рис. 7), предназначенного для усиления переменных напряжений от 3—5 *мкв* до 1 *в* в диапазоне частот от 2 *гц* до 50 *кгц* и обладающего следующими основными характеристиками: коэффициент усиления по отношению к выходу на внешнюю нагрузку равен 1 300 (приблизительно 20 000 по отношению к выходу на индикаторный прибор) и может изменяться ступенями через 20 *дб*, что соответствует значениям входного сигнала 0,1 *мв*, 1 *мв*, 10 *мв*, 100 *мв* и 1 *в* на всю шкалу; неравномерность частотной характеристики в указанном диапазоне частот не более ±10% (1 *дб*); средневыпрямленное значение шумов, приведенное к входу, составляет 1,5—2 *мкв*; входное сопротивление на частоте 400 *гц* не менее 20 *ком* (не менее 2 *Мом/в*) на пределах 0,1 *мв*, 1 *мв* и 10 *мв* и не менее 0,5 *Мом* (не менее 0,5 *Мом/в*) на пределах 100 *мв* и 1 *в*.

Размеры усилителя 220×155×145 *мм*. Питание его осуществляется от трех соединенных последовательно батарей типа КБС-Л-0,5 (батареи от карманного фонаря). Потребляемый ток не более 30—35 *ма*.

Измерительный усилитель выполнен на шести транзисторах с емкостной связью между каскадами (рис. 8). Измеряемое напряжение через делитель R_1—R_6, смонтированный на платах переключателя $П_1$, поступает на базу транзистора T_1. Использование в первом

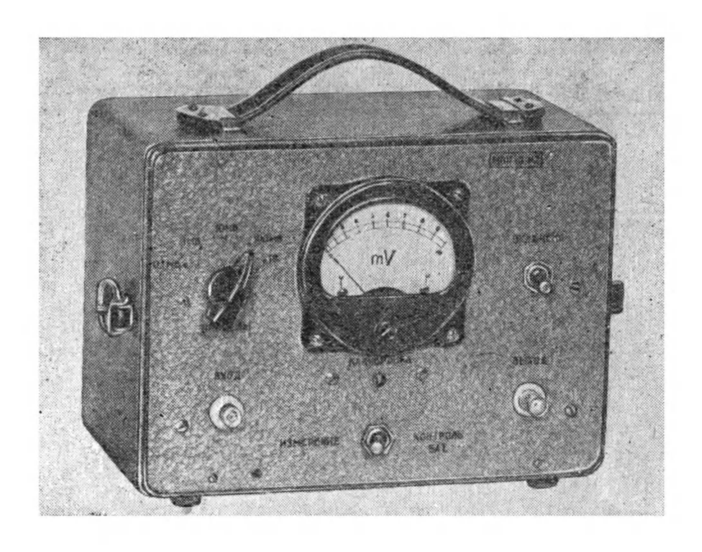


Рис. 7. Внешний вид измерительного усилителя.

каскаде схемы с общим коллектором позволяет получить входное сопротивление около 20—25 *ком*. Режим этого транзистора выбран таким, чтобы уровень собственных шумов эмиттерного повторителя, приведенный ко входу, был по возможности наименьшим. При этом коллекторный ток транзистора не превышает 0,4—0,5 *ма*, а напряжение между коллектором и эмиттером получается не более 1—2 *в*. Сопротивление R_9 и конденсатор C_4 в коллекторной цепи транзистора T_1, обеспечивая развязку входного каскада по переменному току, позволяет создать внутрикаскадную отрицательную обратную связь по постоянному напряжению (сопротивления R_9 и R_7) и улучшить термостабильность режима первого каскада усилителя.

Второй, третий и четвертый каскады на транзисторах T_2—T_4 выполнены по схеме с общим эмиттером. Все они содержат развязывающие цепи в коллекторных цепях ($R_{13}\,C_7$, $R_{17}\,C_9$, $R_{23}\,C_{11}$), которые, помимо основного своего назначения, улучшают частотную характеристику усилителя на низких частотах. Корректирующее их свойство заключается в том, что на низких частотах сопротивление

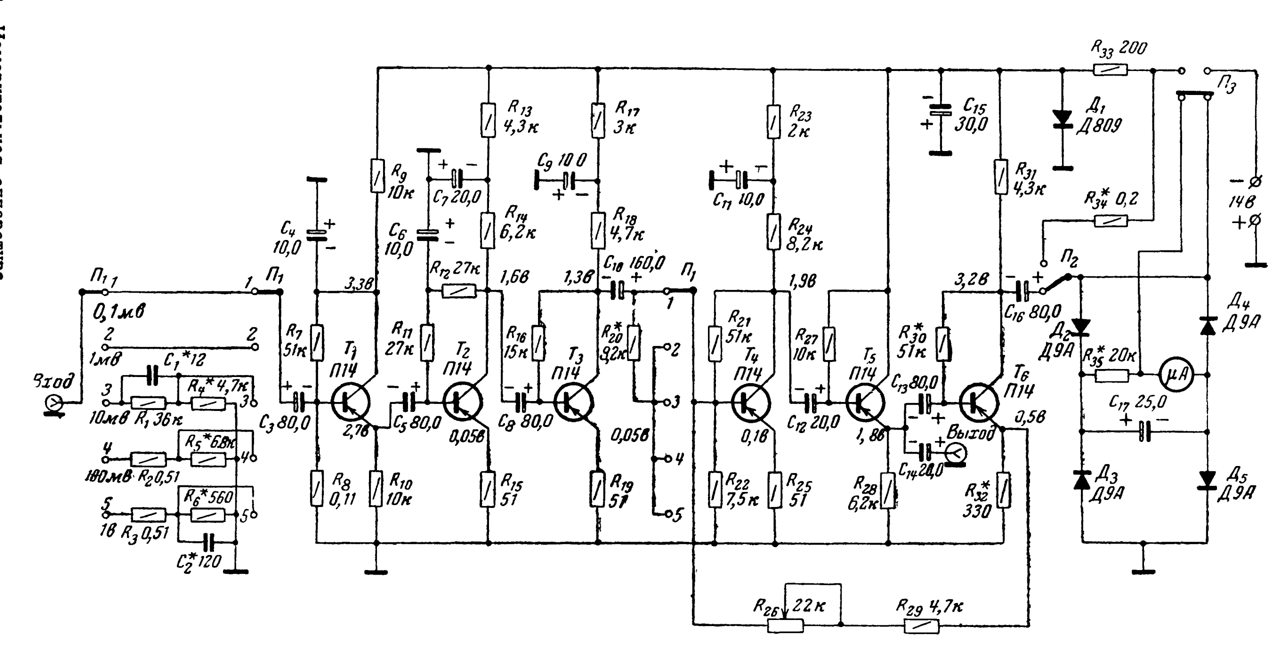


Рис. 8. Принципиальная схема измерительного усилителя.

конденсаторов C_7, C_9 и C_{11} увеличивается и их шунтирующее действие по переменному току на сопротивления R_{13}, R_{17} и R_{23} уменьшается. В результате сопротивление нагрузки каждого каскада, в коллекторную цепь которого включена развязывающая цепочка, возрастает и, следовательно, увеличивается коэффициент усиления. Включение конденсатора C_6 в цепь смещения тринзистора T_2 повышает входное сопротивление каскада, устраняя параллельную отрицательную обратную связь по переменному напряжению. Термостабильность режима этих каскадов по постоянному току обеспечивается внутрикаскадными отрицательными обратными связями ($R_{13}+$ $+R_{14}$ и $R_{12}+R_{11}$, $R_{17}+R_{18}$ и R_{16}, $R_{23}+R_{24}$ и R_{21}).

Между третьим и четвертым каскадами помещен делитель, ослабляющий сигнал на всех пределах, кроме первого, в 10 раз. Такое уменьшение сигнала в середине схемы усилителя, а не на входе, улучшает соотношение напряжений сигнал/шум. Это объясняется тем, что величина сигнала на входе четвертого каскада остается неизменной, а шум ослабляется в 10 раз.

Пятый каскад на транзисторе T_5, представляющий собой эмиттерный повторитель, предназначен для того, чтобы обеспечить малое (около 70 *ом*) выходное сопротивление измерительного усилителя.

Благодаря этому исключается влияние нагрузки, подсоединенной к выходу усилителя, на его коэффициент усиления.

Последний каскад на транзисторе T_6, выполненный по схеме с общим эмиттером, нагружен на выпрямительный мост, в диагональ которого включен микроамперметр μA со шкалой 0—50 *мка*. Этот прибор используется также в качестве вольтметра для контроля напряжения батареи питания (при верхнем по схеме положении переключателя $П_2$).

Три последних каскада охвачены частотно-независимой отрицательной обратной связью, глубина которой может регулироваться переменным сопротивлением R_{26}. При помощи этого сопротивления, расположенного на передней панели, осуществляется калибровка коэффициента усиления усилителя.

Усилитель включается переключателем $П_3$, который в отключенном положении замыкает микроамперметр. В цепь питания усилителя включены стабилизирующая цепочка $R_{33}Д_1$ и конденсатор C_{15}. Благодаря этому параметры усилителя остаются практически неизменными при напряжении батарей питания 10—14 *в*.

Конструкция и детали. Монтаж усилителя осуществляется на отдельных гетинаксовых платах толщиной 1,5—2 *мм*, которые размещаются на обеих сторонах шасси и на микроамперметре. Стабилизирующая цепочка $R_{33}Д_1$ с конденсатором C_{15} расположена на гетинаксовой плате толщиной 5 *мм*, поджимающей батареи питания к шасси. Сопротивления делителя смонтированы на платах переключателя $П_1$. Такое размещение деталей дает возможность легкого доступа к ним в процессе монтажа и налаживания.

Используемые в усилителе транзисторы типа П14 могут быть заменены транзисторами П13А, П13Б и П15. При подборе их особое внимание следует уделить транзисторам в первых двух каскадах (их шум должен быть минимальным). Сопротивления могут быть любого типа, а конденсаторы должны быть типов ЭМ и ЭТО. Чтобы исключить возможные наводки на вход усилителя, сигнал к усилителю подводится с помощью высокочастотного разъема. На выходе

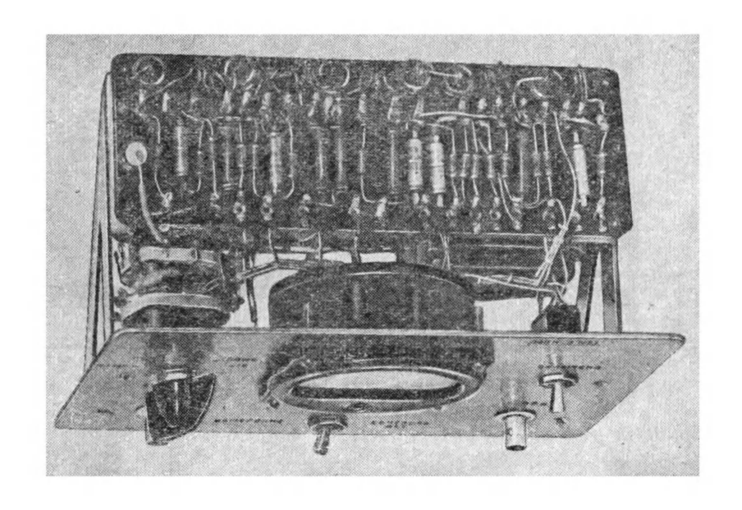


Рис. 9. Вид на монтаж измерительного усилителя сверху.

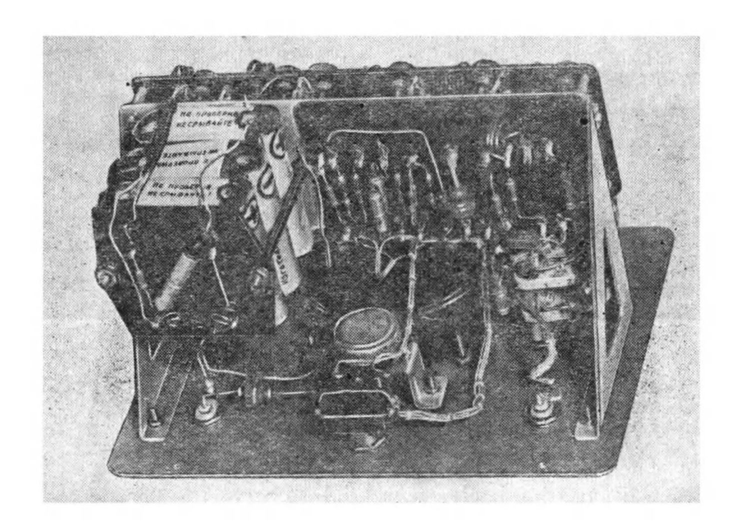


Рис. 10. Вид на монтаж измерительного усилителя снизу.

усилителя также использован высокочастотный разъем, но он может быть заменен обычными зажимами.

Кожух прибора и шасси выполнены из дюралюминия толщиной 1 *мм*, а передняя панель из дюралюминия толщиной 1,5 *мм*. На передней панели расположены входной и выходной разъемы, переключатель делителя типа 5П4Н, микроамперметр типа М494 или М132, переменное сопротивление R_{26}, переключатели (тумблеры) $П_2$ и $П_3$. Вид на монтаж усилителя показан на рис. 9 и 10.

Налаживание усилителя. После окончния монтажа и его внешнего осмотра приступают к налаживанию усилителя. Включив усилитель, следует убедиться, что при напряжении источника питания 10—14 *в* он потребляет ток не более 25— 30 *ма*. Для этого между «минусом» источника питания и концом провода, идущего к переключателю $П_3$, включается миллиамперметр.

После этого переходят к регулировке выходного каскада. От базы транзистора T_6 отключают конденсатор C_{13} и на его место припаивают новый конденсатор того же номинала, только обратной полярностью («минусом» на базу). Переключатель $П_2$ ставят в верхнее (по схеме) положение (контроль батареи), а каскад временно нагружают на эквивалентное сопротивление в 7—10 *ком*. Цепь обратной связи (сопротивления R_{29} и R_{26}) отключают от транзистора T_6. Вход первого каскада усилителя замыкают на шасси. Через припаянный разделительный конденсатор на базу транзистора T_6 подают сигнал от звукового генератора синусоидального напряжения частотой около 1 *кгц*. Каскад должен обеспечить коэффициент усиления 12—15 при неискаженном сигнале на выходе напряжением не менее 2 *в*. В противном случае, изменяя сопротивление R_{30}, следует подстроить режим выходного транзистора по постоянному току. Форма кривой напряжения контролируется по ламповому осциллографу.

Затем отключенный конденсатор C_{13} ставят на место и подают сигнал на базу транзистора T_4 через дополнительный разделительный конденсатор, как это делалось раньше. Пятый каскад, как правило, не требует дополнительного налаживания.

Восстановив отрицательную обратную связь и поставив переключатель $П_1$ в положение 0,1 *мв*, таким же путем налаживают остальные каскады. Коэффициенты усиления каскадов должны быть ориентировочно следующими: первого 0,95—0,99, второго 12—15, третьего 12—15, четвертого 0,95—0,99, пятого 25—30. Коэффициент усиления со входа до эмиттера транзистора T_5 должен быть 1 000—1 300, а со входа до коллектора транзистора T_6 — около 17 000—20 000.

Убедившись в исправности усилителя, можно подключить показывающий прибор. Для этого переключатель $П_2$ ставят в нижнее (по схеме) положение (измерение), а эквивалентное сопротивление 7—10 *ком* убирают. Сопротивление R_{35} должно быть таким, чтобы на первом пределе измерений (0,1 *мв*) при входном сигнале 100 *мкв* стрелка микроамперметра отклонилась на 50 *мка*. Движок потенциометра R_{26} при этом должен быть в среднем положении. Сопротивления делителя подбираются такими, чтобы стрелка прибора отклонялась на всю шкалу при входном сигнале 1 *в*, 100 *мв*, 10 *мв* и 1 *мв*.

Для проверки работы усилителя в диапазоне частот 2 *гц* — 50 *кгц* нужно два звуковых генератора. Настройку прибора по час-

тоте начинают на пределе 0,1 *мв*. Поддерживая величину входного сигнала постоянной и изменяя частоту генератора от 2 *гц* до 50 *кгц*, наблюдают за показаниями выходного прибора. Как правило, отклонения прибора в ту или иную сторону возникают на правом конце рабочего диапазона из-за монтажных емкостей, шунтирующих сопротивления аттенюатора. В этом случае следует выполнить корректировку делителя (см. стр. 57).

У нормально настроенного усилителя неравномерность частотной характеристики не должна превышать ±10% (±1 *дб*). Если же потребуется корректировать частотную характеристику усилителя на первом пределе измерения, то полезно воспользоваться следующими методами. При завале или подъеме частотной характеристики на левом конце рабочего диапазона следует изменить емкость конденсаторов в развязывающих цепях (C_6, C_7, C_9 и C_{11}) или емкость переходных конденсаторов. При подъеме частотной характеристики усилителя на правом конце рабочего диапазона нужно включить (подобрать) конденсатор между коллектором и базой транзистора второго или третьего каскада. Этим вводится частотно-зависимая отрицательная обратная связь по напряжению, которая и уменьшит коэффициент усиления усилителя по напряжению на высоких частотах. При завале частотной характеристики усилителя на высоких частотах необходимо параллельно сопротивлениям R_{15} и R_{19} включить (подобрать) конденсаторы.

Следующий этап в налаживании усилителя сводится к подбору сопротивления R_{34}. Для этого переключатель $П_2$ ставят в верхнее (по схеме) положение (контроль батареи) и, изменяя величину сопротивления R_{34}, добиваются того, чтобы при свежих батареях питания (напряжение около 14 *в*) стрелка прибора отклонялась до конца шкалы. Затем между «минусом» батареи и переключателем $П_3$ ставят переменное сопротивление в 680—1 500 *ом*, а в цепь диода (стабилитрона) $Д_1$ включают миллиамперметр. Увеличивая это сопротивление, мы тем самым уменьшаем ток через стабилитрон, имитируя разрядку батареи. При токе через стабилитрон 1—1,5 *ма* замечают положение стрелки микроамперметра, и в дальнейшем на его шкале ставят красную точку. Таким образом, если при контроле источника питания окажется, что стрелка прибора опустилась за красную точку, то батарею необходимо заменить.

Следует отметить, что измерительный усилитель может также использоваться и при замере малых токов. Для этого необходимо вход усилителя шунтировать калиброванным сопротивлением $R_к$, величина которого определяется необходимой чувствительностью прибора по току. Так, например, если поставить на входе сопротивление $R_к = 10$ *ом*, то, исходя из чувствительности по напряжению 100 *мкв*, получим первый предел измерения по току 10 *мка* на всю шкалу. Тогда с помощью измерительного усилителя можно будет измерять переменные токи от единиц микроампер до 100 *ма* в диапазоне частот 2 *гц* — 50 *кгц*. Внутреннее сопротивление микроамперметра в данном случае будет 10 *ом* на всех пределах измерения.

ЗВУКОВОЙ *RC*-ГЕНЕРАТОР

Область использования звуковых генераторов чрезвычайно широка. Они применяются при снятии частотных характеристик и налаживании усилителей радиоприемников, магнитофонов, различных

фильтров и корректирующих цепей. Звуковой генератор как источник сигнала необходим для градуировки вольтметров. Генераторы используются для питания измерительных мостов переменного тока и некоторых датчиков при измерении неэлектрических величин электрическими методами (давлений, усилий, моментов, перемещений и т. п.).

По методам генерирования звуковые генераторы можно разделить на *RC*-генераторы и генераторы на биениях. *RC*-генераторы обычно имеют сравнительно простую схему и оказываются более доступными для изготовления их радиолюбителями. Блок-схема такого генератора в большинстве случаев представляет собой последовательное соединение следующих звеньев: задающего генератора (возбудителя), буферного каскада с регулятором усиления и выходного каскада с калиброванным делителем. Выходное напряжение генератора контролируется встроенным вольтметром, который включается на вход делителя. Схема возбудителя обычно представляет собой усилитель, охваченный сильной частотно-зависимой положительной обратной связью. Самовозбуждение усилителя обеспечивается на частоте, определяемой параметрами цепи обратной связи. Кроме положительной обратной связи, усилитель охватывается гибкой отрицательной обратной связью, обеспечивающей стабильность выходного напряжения генератора.

При разработке звукового *RC*-генератора в любительских условиях одной из основных трудностей является выбор и изготовление элемента, которым осуществляется плавная перестройка частоты. В ламповых генераторах, как правило, применяется схема с фазирующей *RC* цепочкой (мост Вина), в которой используется спаренный блок конденсаторов с максимальной емкостью 800—1 500 *пф*. Ввиду того что входные сопротивления транзисторных каскадов значительно ниже, чем ламповых, сопротивления, образующие фазирующую цепочку, должны быть взяты значительно меньшей величины. Тогда для получения той же частоты емкости моста должны быть соответственно увеличены и блок конденсаторов потребуется максимальной емкостью порядка 8 000—20 000 *пф*.

Из этих соображений для перестройки частоты в схеме с мостом Вина вместо спаренного блока конденсаторов целесообразно применить спаренное переменное сопротивление. Для получения наиболее удобной в работе логарифмической шкалы частот можно использовать сопротивления типа СП-IIIБ или СП-IIIВ. Однако такие сопротивления выпускаются с большим допуском не только по номинальному значению, но и по точности согласования между собой, поэтому при изменении угла поворота величины сопротивлений изменяются неодинаково, что приводит к большому изменению напряжения генератора при перестройке и даже к срыву колебаний.

Поэтому для описываемого здесь звукового генератора была использована не схема моста Вина, а одна из разновидностей схем двойного Т-образного моста с одним органом перестройки (рис. 11). Мост перестраивается только одним сопротивлением, при этом коэффициент передачи моста на частоте настройки сохраняется постоянным. Зависимость коэффициента передачи моста от расстройки приведена на рис. 12. Если входное напряжение подать на зажимы *1* и *3* (рис. 11), а снимать его с зажимов *2* и *3*, то частотная характеристика моста будет иметь провал на частоте настройки, т. е. схема будет обладать антирезонансными свойствами. Наоборот, если

снимать напряжение с зажимов 1 и 2, то частотная характеристика будет иметь явно выраженный резонансный характер и коэффициент передачи моста на частоте настройки будет равен единице. Оба эти свойства и используются в приведенной схеме для создания положительной и отрицательной обратной связи в генераторе.

Следует оговориться, что, несмотря на то что коэффициент передачи моста при перестройке сохраняется неизменным, его эквивалентная добротность изменяется и по мере перехода на высокочастотный участок поддиапазона (когда движок сопротивления удаляется от точки соединения с конденсатором C_3) его добротность падает.

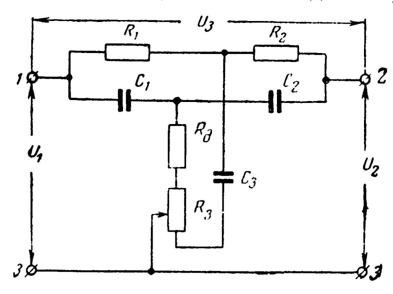


Рис. 11. Схема двойного Т-образного моста с одним органом перестройки.

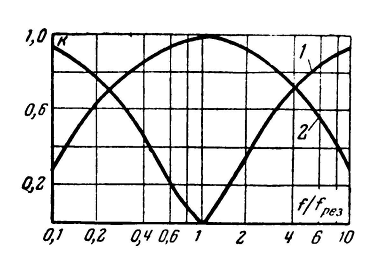


Рис. 12. Зависимость коэффициента передачи k моста от расстройки $f/f_{рез}$.

1 — кривая зависимости U_2/U_1;
2 — кривая зависимости U_3/U_1.

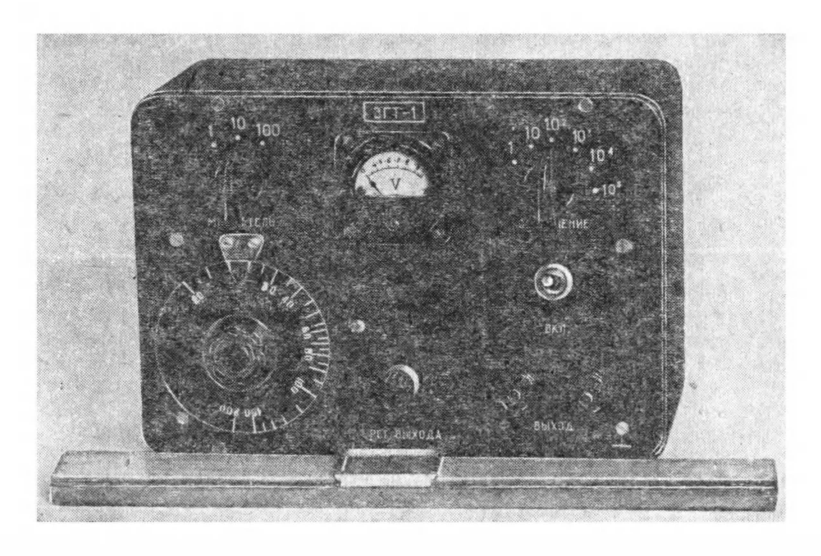


Рис. 13. Внешний вид звукового генератора.

Последнее сказывается на стабильности частоты, так как стабильность увеличивается с ростом добротности. Если коэффициент перекрытия по частоте выбран равным 10, то добротность в конце поддиапазона уменьшится примерно в 10 раз. Поэтому в целях увеличения стабильности схемы иногда следует уменьшить перекрытие по поддиапазонам путем увеличения их числа.

Внешний вид описываемого звукового генератора показан на рис. 13. Основные технические данные генератора следующие: диапазон частот 20 *гц*—20 *кгц* (три поддиапазона); максимальное выходное напряжение 1 *в*; выходное сопротивление 220 *ом*; неравномерность частотной характеристики не более 1,5 *дб*; погрешность аттенюатора не более 5%; напряжение питания 11—14 *в*; потребляемый ток 50 *ма*.

Схема. Звуковой генератор выполнен на шести транзисторах (рис. 14), из которых четыре работают в схеме самого генератора, один в согласующем каскаде и один в выходном каскаде. Теоретически для работы генератора с двойным Т-образным мостом достаточно двухкаскадного усилителя, обеспечивающего нулевой сдвиг фаз. Однако выполнить такую схему на транзисторах, обеспечив при этом сравнительно большое входное сопротивление усилителя, невозможно. Для увеличения входного сопротивления в схеме предусмотрен транзистор T_1, включенный по схеме с общим коллектором. Аналогичную функцию выполняет транзистор T_3, так как входное сопротивление оконечного каскада генератора составляет несколько сотен *ом*.

Сигнал отрицательной обратной связи снимается с эмиттерного сопротивления R_{10}, а сигнал положительной обратной связи — с коллекторного сопротивления R_9. Оба эти сигнала, проходя через настраиваемую избирательную цепь, представляющую собой двойной Т-образный мост (R_2, R_7, R_{11}, R_{12}, C_2, C_7, C_{12}), поступают на базу транзистора T_1. Частота, на которой возбуждается генератор, определяется параметрами элементов моста. Плавное изменение частоты осуществляется сопротивлением R_{11}. При изменении величины этого сопротивления от максимума до нуля частота генератора плавно увеличивается в 10 раз. Переключение диапазонов генератора осуществляется переключателем $П_1$ (множитель).

Для стабилизации амплитуды колебаний генератора использована еще одна цепь отрицательной обратной связи (термистор *ТС* и конденсатор C_{10}). При увеличении напряжения на коллекторе транзистора T_4 увеличивается ток, протекающий через термистор *ТС*. С увеличением тока сопротивление термистора падает, вследствие чего глубина стабилизирующей обратной связи увеличивается. В результате коэффициент усиления второго каскада уменьшается и напряжение на выходе генератора снижается до исходной величины. В процессе настройки глубина стабилизирующей обратной связи регулируется сопротивлением R_5.

Общий коэффициент усиления первых четырех каскадов при разомкнутых цепях обратных связей составляет 60, входное сопротивление первого каскада равно 80 *ком*, выходное сопротивление четвертого каскада по эмиттерному выходу — не более 50 *ом*.

С коллекторной нагрузки четвертого каскада переменное напряжение поступает через разделительный конденсатор C_{11} на базу согласующего транзистора T_5, включенного по схеме с общим коллектором. В эмиттерную цепь этого каскада включен потенциометр

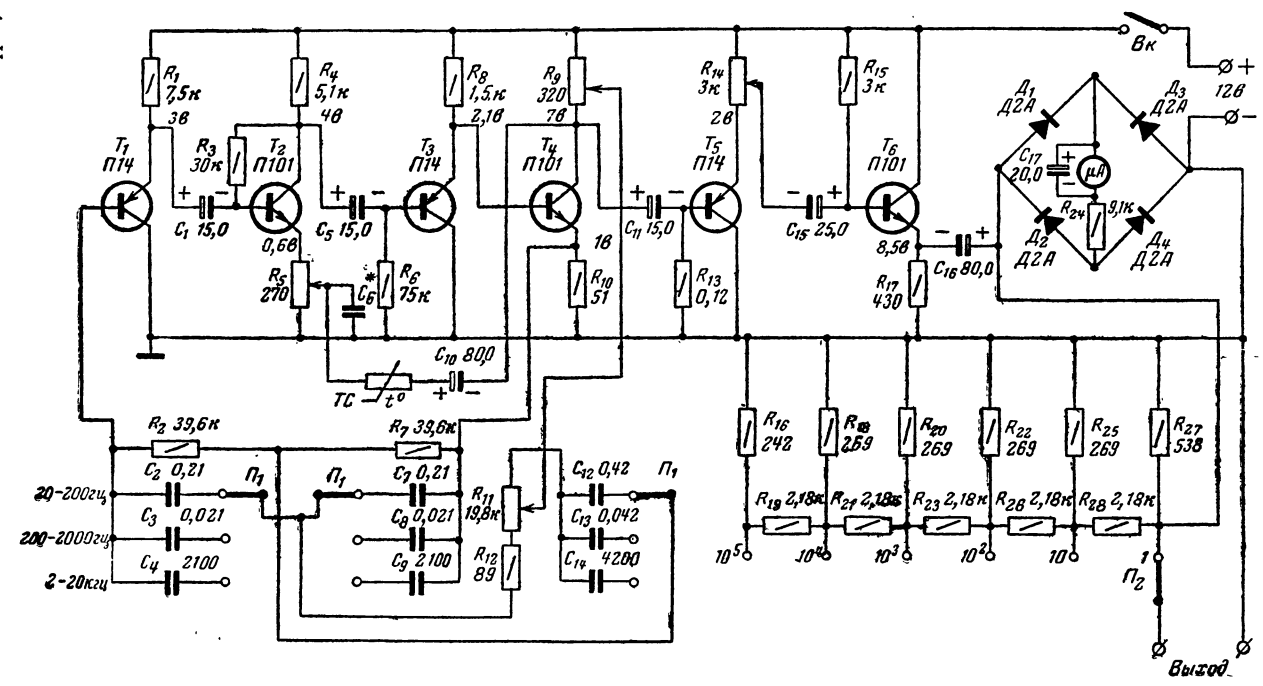


Рис. 14. Принципиальная схема звукового генератора.

R_{14}, выполняющий функцию регулятора выходного напряжения. С этого потенциометра через разделительный конденсатор C_{15} сигнал поступает на выходной каскад, выполненный на транзисторе T_6 по схеме с общим коллектором.

Применение каскада с общим коллектором позволяет получить достаточно низкое выходное сопротивление, что обеспечивает хорошее согласование с делителем. Выходной делитель выполнен по цепочечной схеме из П-образных звеньев. Такая схема делителя обеспечивает постоянство выходного сопротивления прибора независи-

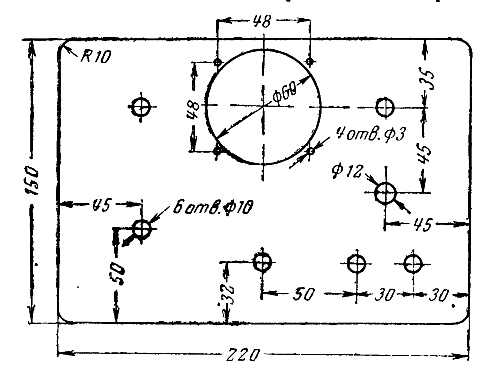


Рис. 15. Разметка лицевой панели генератора.

мо от положения переключателя $П_2$ (ослабление). В качестве прибора, контролирующего выходное напряжение, применен вольтметр с детектором (выполненным по мостовой схеме) и магнитоэлектрическим индикаторным прибором (микроамперметр μA со шкалой на 100 *мка*). Максимальное напряжение, снимаемое с генератора, составляет 1 *в*.

Детали и конструкция. Генератор оформлен в металлическом футляре размерами 220×150×110 *мм* с вертикальной лицевой панелью. Корпус футляра склепан из дюралюминия толщиной 1 *мм*, а съемная лицевая панель — из дюралюминия толщиной 1,5 *мм*. Разметка лицевой панели показана на рис. 15.

На лицевой панели расположены микроамперметр типа М-592 со шкалой на 50—100 *мка*, переключатель диапазонов $П_1$, переключатель делителя $П_2$, регулятор выходного напряжения, ручка настройки частоты с градуированным лимбом, зажимы и выключатель питания.

Детали двойного Т-образного моста и сопротивления делителя смонтированы непосредственно на переключателях. Все остальные детали, кроме диодов $Д_1$—$Д_4$, помещены на гетинаксовой плате толщиной 2 *мм*, которая на колонках высотой 50 *мм* крепится винтами к лицевой панели. Детали, относящиеся к детекторному мосту, расположены на небольшой гетинаксовой планке, которая крепится непосредственно на зажимах микроамперметра, шкала которого отградуирована в вольтах. Общий вид на монтаж генератора приведен на рис. 16.

Все постоянные сопротивления могут быть взяты любого типа. Электролитические конденсаторы применены типов ЭМ и ЭТО. Переменное сопротивление R_{11} типа СП группы Б или В может иметь величину 10—25 *ком.* В зависимости от величины этого сопротивления емкости конденсаторов и сопротивлений, образующих двойной Т-образный мост, рассчитываются по формулам, приведенным на стр. 29. В качестве термосопротивления ТС может быть использован измерительный термистор типа Т8Е. В этом случае генератор нормально работает при температуре окружающей среды до +30° С. Значитель-

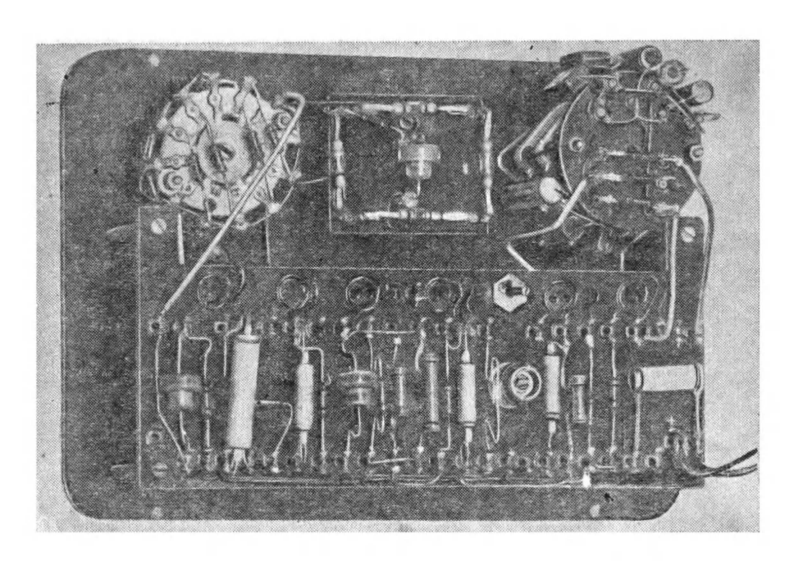


Рис. 16. Вид на монтаж звукового генератора.

но лучшие результаты дает вакуумный термистор типа ТП2/0,5, при использовании которого температурный диапазон работы генератора увеличивается до 45° С. Смонтировать последний можно под платой на специальном угольнике. Транзисторы T_1, T_3 и T_5 типа П14 могут быть заменены транзисторами типа П13 или П15, а транзисторы T_2, T_4 и T_6 должны быть типа П101, так как их максимальный рабочий ток составляет 20 *ма*, а ток, потребляемый каскадами с транзисторами T_4 и T_6, может доходить до 15—18 *ма* в каждом. Кроме того, эти транзисторы, обладая практически нулевым начальным током коллектора, значительно менее чувствительны к изменению температуры. Диоды $Д_1$—$Д_4$ лучше всего взять группы Д9 (например, Д9Ж).

Батарея на 12 *в*, составленная из трех соединенных последовательно батарей для карманного фонаря, помещена в специальный карман, расположенный на задней стенке корпуса генератора.

Налаживание генератора. После проверки монтажа можно приступить к налаживанию генератора. Прежде всего следует проверить

режимы работы транзисторов по постоянному току. Для этого нужно отключить цепь избирательной обратной связи (отпаяв провод от движка потенциометра R_9) и установить движок потенциометра R_5 в крайнее положение так, чтобы термистор *ТС* оказался соединенным непосредственно с минусом источника питания. В случае, если режимы работы транзисторов сильно отличаются от значений, приведенных на схеме, то их необходимо отрегулировать, изменив базовое сопротивление соответствующего транзистора.

Проверка работы каскадов по переменному току производится при помощи звукового генератора и осциллографа, начиная с последнего каскада. Осциллограф подключают к выходу генератора, а переключатель делителя устанавливают в положение *1*. Звуковой генератор через дополнительный разделительный конденсатор соединяют с базой транзистора T_6. Правильно отрегулированный каскад должен обеспечивать на делителе неискаженный сигнал напряжением 1,3—1,5 *в*. Проверив этот каскад, сигнал от звукового генератора подают на базу транзистора T_5 и, установив движок потенциометра R_{14} в нижнее (по схеме) положение, проверяют совместную работу двух последних каскадов. Их коэффициент передачи составляет 0,8—0,9. Входное сопротивление согласующего каскада на транзисторе T_5 должно быть не менее 40—60 *ком*.

Затем надо проверить первые четыре каскада. Подключив звуковой генератор на базу четвертого каскада и уменьшив его напряжение, проверяют форму выходного напряжения. Аналогичным образом проверяется работа всех остальных каскадов. Каскад на транзисторе T_4, нагруженный на термистор, должен давать на выходе неискаженный сигнал напряжением 1,5—1,7 *в*. При этом переменный ток, текущий через термистор, должен достигать 2—3 *ма*, а коэффициент усиления первых четырех каскадов должен быть не менее 50—60.

Указанную проверку следует производить при минимальном напряжении источника питания, при котором может эксплуатироваться настраиваемый генератор. Практически это напряжение равно 11 *в*. При дальнейшем уменьшении напряжения питания могут возникнуть нежелательные искажения формы кривой генератора.

Отрегулировав работу генератора на какой-нибудь частоте, следует проверить его частотную характеристику. При изменении частоты и неизменном напряжении измерительного генератора, подключенного на вход первого каскада, напряжение, снимаемое с выхода налаживаемого генератора, должно оставаться практически постоянным в диапазоне частот 20—20 000 *гц*.

После этого необходимо восстановить схему, подключив к ней двойной *Т*-образный мост. Если теперь увеличивать положительную обратную связь потенциометром R_9, то генератор начнет генерировать, причем форма колебаний может быть сильно искаженной. Тогда, постепенно увеличивая отрицательную обратную связь потенциометром R_9, добиваются неискаженной синусоидальной формы колебаний, проверяя ее на всех диапазонах и при различных положениях движка потенциометра R_{11}.

Изменяя соотношение величин положительной и отрицательной обратной связи, налаживаемый генератор настраивают так, чтобы во всем диапазоне частот форма колебаний была синусоидальной, а амплитуда колебаний оставалась примерно постоянной. Правильно настроенный генератор дает на сопротивлении R_{17} напряжение около

1,5 *в*. Ток термистора при этом составляет 0,8—2 *ма* и при перестройке по диапазону меняется незначительно.

Если все элементы двойного Т-образного моста подобраны с точностью не ниже 1—2%, то дополнительной подгонки не потребуется и шкала частот будет общей для всех трех поддиапазонов. В случае, если не окажется в наличии сопротивления R_{11} требуемого номинала, то все элементы моста могут быть рассчитаны по следующим формулам (обозначения в соответствии со схемой на рис. 11):

$$R_д = R_з \left[\frac{\lambda}{\sqrt{\lambda^2 - 1}} - 1 \right],$$

$$R_1 = R_2 = 2(R_з + R_д);$$

$$C_з = \frac{1}{6,28 f_н (R_з + R_д)};$$

$$C_1 = C_2 = 0,5\, C_з.$$

Здесь $\lambda = f_в / f_н$ — коэффициент перекрытия по частоте, $f_в$ — верхняя, а $f_н$ — нижняя частота поддиапазона в герцах. Все значения емкостей и сопротивлений необходимо подставлять соответственно в фарадах и омах.

В крайнем случае сопротивление R_{11} может быть и группы А, но тогда шкала генератора окажется сильно сжатой в конце поддиапазона и поэтому придется уменьшить коэффициент перекрытия (например, до значения $\lambda = 3$), соответственно увеличив число поддиапазонов.

Следует отметить, что иногда из-за небольших фазовых искажений первых четырех каскадов не удается получить требуемую частоту в конце последнего диапазона (20 *кгц*). Однако это может быть легко устранено включением корректирующего конденсатора C_6, емкость которого подбирается и обычно не превышает 0,01 *мкф*. Добавочное сопротивление к микроамперметру подбирается обычным путем. Чтобы погрешность выходного делителя не превышала 5%, необходимо его сопротивления подобрать с точностью не ниже 0,7%.

Вариант выходного каскада генератора с симметричным выходом. При испытании и настройке разнообразной аппаратуры, имеющей симметричную схему относительно шасси (заземления), возникает потребность в генераторе с симметричным выходом. В промышленных моделях звуковых генераторов схема симметричного выхода в большинстве случаев содержит трансформатор. Для того чтобы неравномерность частотной характеристики генератора в рабочем диапазоне частот была минимальной, выходной трансформатор должен отвечать высоким техническим требованиям: иметь малые индуктивность рассеивания и емкость обмоток, большую индуктивность намагничивания. Последнее требование влечет за собой увеличение габаритов трансформатора, а следовательно, и его веса. Если в генераторах с питанием от электросети такой выходной трансформатор не является определяющим в общем габарите устройства, то в схеме на транзисторах его вес и размеры могут оказаться больше, чем все остальные детали генератора, вместе взятые. Кроме того, изготовить в любительских условиях высококачественный трансформатор довольно трудно, особенно если последний имеет тороидальный сердечник.

На рис. 17 приведена схема одного из возможных вариантов выходного каскада генератора с симметричным бестрансформаторным выходом. С движка потенциометра R_{14} (рис. 14) сигнал поступает на фазоинверсный каскад, выполненный на транзисторе T_6 (рис. 17). Этот каскад имеет коэффициент усиления по отношению к эмиттерному и коллекторному выходам около единицы, и напряжения, снимаемые с сопротивлений R_{17} и R_{18}, оказываются равными, но сдвинутыми по фазе друг относительно друга на 180°. Эти два сигнала

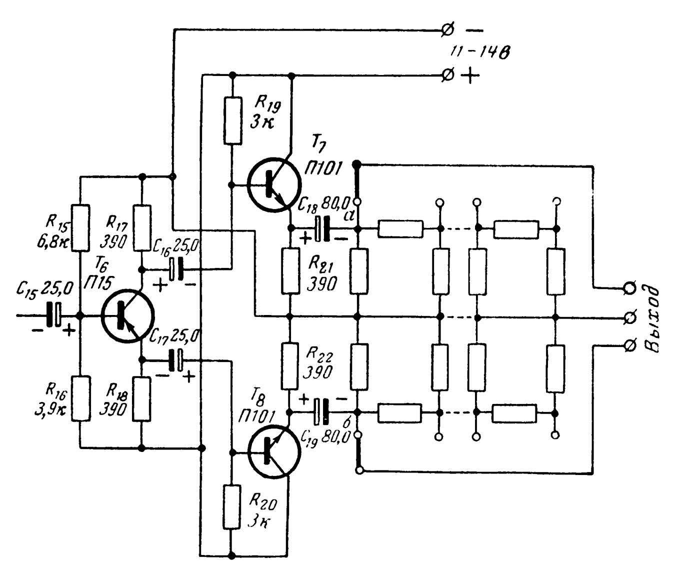


Рис. 17. Схема каскада генератора с симметричным выходом.

через разделительные конденсаторы C_{16} и C_{17} подаются на базы транзисторов T_7 и T_8, образующих симметричный двухтактный выходной каскад, работающий в режиме А. Каждая из половин выходного каскада нагружена на свой цепочечный делитель.

Выпрямительный мост вольтметра можно подключить либо непосредственно к точкам *а* и *б* схемы, либо один конец его соединить с минусом источника питания, а второй конец подключать через переключатель к точкам *а* и *б*. В последнем случае вольтметром можно контролировать поочередно напряжения, снимаемые с обеих половин выходного каскада.

Настройка двухтактного выходного каскада ничем не отличается от однотактного. Обе половины каскада настраиваются поочередно. На время настройки один из выходов фазоинверсного каскада отключается. После того как фазоинверсный и двухтактный каскад настроены, необходимо восстановить схему и подать сигнал от генератора на вход фазоинверсного каскада. Напряжения, снимаемые с обеих половин двухтактного каскада, должны быть равны и

составлять 1—1,5 *в*. Если они различаются более чем на 10%, то необходимо отсимметрировать схему, что достигается либо подбором пары транзисторов T_7 и T_8, либо включением последовательного сопротивления в цепь базы одного из транзисторов.

Схема собственно генератора остается без изменения и может быть выполнена аналогично приведенной на рис. 14. Общий потребляемый ток при использовании двухтактного выходного каскада и фазоинвертора возрастает на 20—25 *ма*.

Генератор на одном транзисторе. В радиолюбительской практике нередко можно обойтись генератором, работающим на фиксиро-

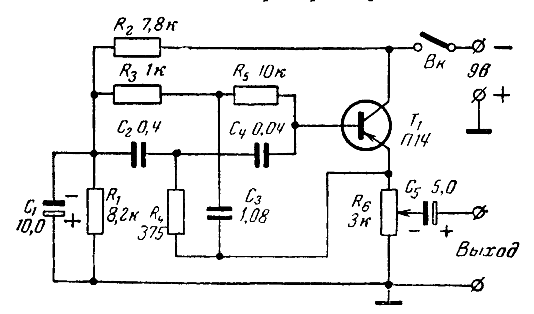


Рис. 18. Принципиальная схема генератора на одном транзисторе.

ванной частоте (проверка и калибровка различной аппаратуры, источник модулирующего напряжения сигнал-генератора и т. д.). В этом случае рассмотренная схема генератора окажется неоправданно сложной и неэкономичной. На рис. 18 приведена схема чрезвычайно простого генератора на одном транзисторе по схеме с общим коллектором, работающего на частоте 400 *гц*.

Как известно, эмиттерный повторитель имеет коэффициент передачи меньше единицы. С другой стороны, одним из условий для возникновения незатухающих колебаний является требование, при котором коэффициент передачи по петле обратной связи должен быть больше единицы. Следовательно, для обеспечения генерирования в данной схеме необходимо, чтобы коэффициент передачи частотно-избирательной цепи был больше единицы при нулевом фазовом сдвиге. Таким условиям отвечает схема несбалансированного двойного Т-образного моста, которая в предельном случае может иметь коэффициент передачи, равный 1,207. Частотная характеристика такого моста аналогична характеристике, изображенной на рис. 12 (кривая *2*). Различие их заключается лишь в том, что максимальный коэффициент передачи несбалансированного моста на частоте настройки может быть больше единицы.

Таким образом, в приведенной схеме фазовые и амплитудные условия возникновения генерации выполняются только на частоте настройки моста. Благодаря тому, что «петлевой» коэффициент усиления схемы не может быть больше 1,2, положительная обратная связь не будет очень сильной и форма кривой напряжения окажется без сильных искажений. Схема генератора состоит из транзистора

T_1, двойного Т-образного несбалансированного моста и делителя напряжения, обеспечивающего необходимый ток смещения базы транзистора. Параллельно сопротивлению R_1 включен конденсатор C_1, шунтирующий делитель по переменному току.

Настройка генератора сводится к единственной операции — подгонке сопротивления R_2, с помощью которого регулируется форма напряжения генератора. Частота колебаний целиком определяется параметрами элементов двойного Т-образного моста. Амплитуда колебаний зависит от величины напряжения питания. Поэтому напряжение питания целесообразно стабилизировать, например кремниевым стабилитроном типа Д811.

При желании изменить частоту генератора следует рассчитать новые значения емкостей конденсаторов C_2, C_3 и C_4, руководствуясь следующими формулами:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f R_3};$$

$$C_3 = \frac{C_2 R_2}{R_4};$$

$$C_4 = \frac{C_2 R_3}{R_5}.$$

Здесь f — частота в герцах, а C и R — значения емкостей и сопротивлений соответственно в фарадах и омах.

Изменение частоты генератора путем замены сопротивлений R_3, R_4 и R_5 нецелесообразно, так как при этом могут измениться условия согласования и режим работы транзистора.

АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА

В различных областях техники часто приходится встречаться с необходимостью проведения спектрального анализа сигнала, основанного на математическом аппарате теорем Фурье. Из этих теорем следует, что всякий периодический сигнал сложной формы может быть представлен в виде геометрической суммы некоторого числа гармонических составляющих и постоянной составляющей. Такая операция называется спектральным разложением или спектральным анализом, а совокупность гармонических колебаний, имеющих различные частоты и амплитуды, — спектром, изображаемым в виде спектрограммы. Спектрограмма обычно строится в прямоугольной системе координат, где по горизонтальной оси откладываются частоты составляющих колебаний, а по вертикальной — их амплитуды. В большинстве случаев спектральный анализ может быть выполнен с помощью электрического анализатора спектра, не прибегая при этом к трудоемким вычислениям и обработке графиков.

В недалеком прошлом анализаторы спектра использовались исключительно для работ в научно-исследовательских лабораториях. Однако за последнее время появились и находят широкое применение в промышленности спектральные методы контроля работы механизмов, контроля износа деталей, методы акустической спектрометрии и т. п. По аналогии с электроэнцефалографией в биологии и медицине исследуются различные методы «технической диагностики». Для этих целей исследуемые процессы (механические, акустические, теп-

ловые и пр.) с помощью датчиков преобразуются в электрический сигнал и расшифровываются анализатором спектра. В результате получают спектрограмму исследуемого процесса. Например, при сравнении спектра шума гребного винта корабля с образцовым спектром можно судить об износе лопастей, состоянии подшипников и режиме обтекания. По спектру шума работающих механизмов можно судить об их динамических характеристиках, обнаруживать неполадки и находить оптимальные условия эксплуатации.

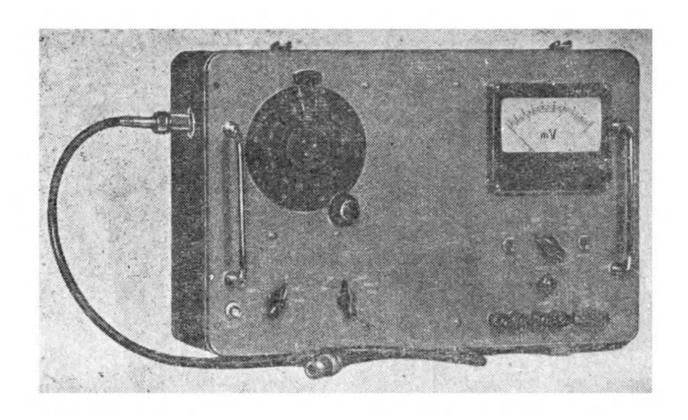


Рис. 19. Внешний вид анализатора спектра.

Предлагаемый анализатор (рис. 19) предназначен для исследования спектра периодических сигналов в диапзоне частот 25 *гц* — 2 600 *гц* как при ручном, так и при автоматическом анализе с записью на электромеханический осциллограф или самописец. Этот прибор, кроме того, можно использовать как микровольтметр с полосой пропускания 20—20 000 *гц*, как усилитель того же диапазона частот или как избирательный усилитель с полосой пропускания около 4% от рабочей частоты в диапазоне 25—2 600 *гц*. Во всех случаях возможна работа прибора с IV, V и VIII типами вибраторов (шлейфов) магнитоэлектрического осциллографа МПО-2.

Прибор для измерения и гармонического анализа периодических сигналов имеет следующие основные технические данные: пределы измерений по напряжению 0—0,1 *мв*, 0—0,3 *мв*, 0—1 *мв*, 0—3 *мв*, 0—10 *мв*, 0—30 *мв* и 0—100 *мв*; частотный диапазон 20 *гц*—20 *кгц* в режиме вольтметра и широкополосного усилителя и 25 *гц* —2,6 *кгц* в режиме анализатора; ширина полосы пропускания анализатора составляет не более 0,04 рабочей частоты; поддиапазоны анализатора 25—80 *гц*, 77—260 *гц*, 250—800 *гц* и 770—2 600 *гц*; входное сопротивление не менее 30 *ком*; средневыпрямленное значение шумов, приведенных к входу, не более 2 *мкв* при работе в режиме вольтметра и не более 0,2 *мкв* при работе в режиме анализатора; основная амплитудная погрешность в любом из режимов не превышает ±10%; частотная погрешность составляет не более 3%; коэффициент уси-

ления по отношению к выходным зажимам составляет 2 300 и может изменяться ступенями через 10 *дб*; выходное сопротивление не более 400 *ом*; напряжение питания прибора 23—30 *в*; максимальный ток, потребляемый от источника питания напряжением 30 *в*, составляет 50 *ма* при работе с отключенным усилителем для магнитоэлектрического осциллографа и 90 *ма* при работе с усилителем; размеры прибора с крышкой 450×310×220 *мм*; вес прибора 12 *кг*.

Схема. В упрощенном виде анализатор спектра представляет собой избирательный вольтметр с достаточно узкой полосой пропускания, частота настройки которого может изменяться в широких

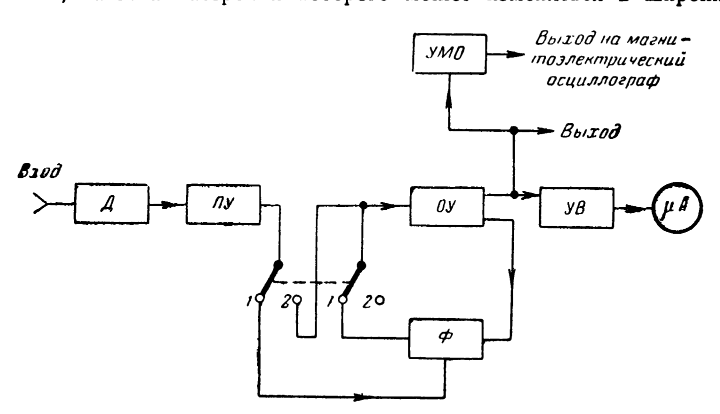


Рис. 20. Блок-схема анализатора спектра.

пределах. Блок-схема анализатора (рис. 20) состоит из следующих основных узлов: входного делителя *Д*, предварительного усилителя *ПУ*, основного усилителя *ОУ*, фильтра *Ф*, включаемого в цепь обратной связи, усилителя вольтметра *УВ* и усилителя для магнитоэлектрического осциллографа *УМО*.

При работе прибора как анализатора спектра переключатель фильтра находится в положении *1*. Через делитель сигнал поступает на вход предварительного усилителя, в состав которого входит согласующий каскад. С выхода этого каскада переменное напряжение подается на фильтр, включенный в цепь параллельной отрицательной обратной связи основного усилителя. Далее сигнал поступает на вход основного усилителя, а с его выхода на входы усилителя вольтметра и усилителя для магнитоэлектрического осциллографа. Основной усилитель содержит согласующий каскад, с выхода которого сигнал поступает в цепь отрицательной обратной связи.

Фильтр обладает антирезонансной частотной характеристикой, и поэтому если частота сигнала совпадает с частотой настройки фильтра, то коэффициент передачи цепи обратной связи равен нулю. На других частотах напряжение с выхода основного усилителя поступает через фильтр на его вход в противофазе, уменьшая коэффициент усиления. В результате сам усилитель имеет частотную характеристику, аналогичную характеристике резонансного контура. Частота настройки фильтра плавно изменяется с помощью специаль-

ных сопротивлений. Усилитель вольтметра нагружен на двухполупериодный детектор средних значений. Шкала вольтметра отградуирована в эффективных значениях синусоидального напряжения.

В случае, если прибор используется в режиме вольтметра, то переключатель фильтра ставится в положение *2*, и фильтр оказывается отключенным от схемы. Тогда сигнал с выхода предварительного усилителя поступает непосредственно на вход основного усилителя, а оттуда в другие части схемы.

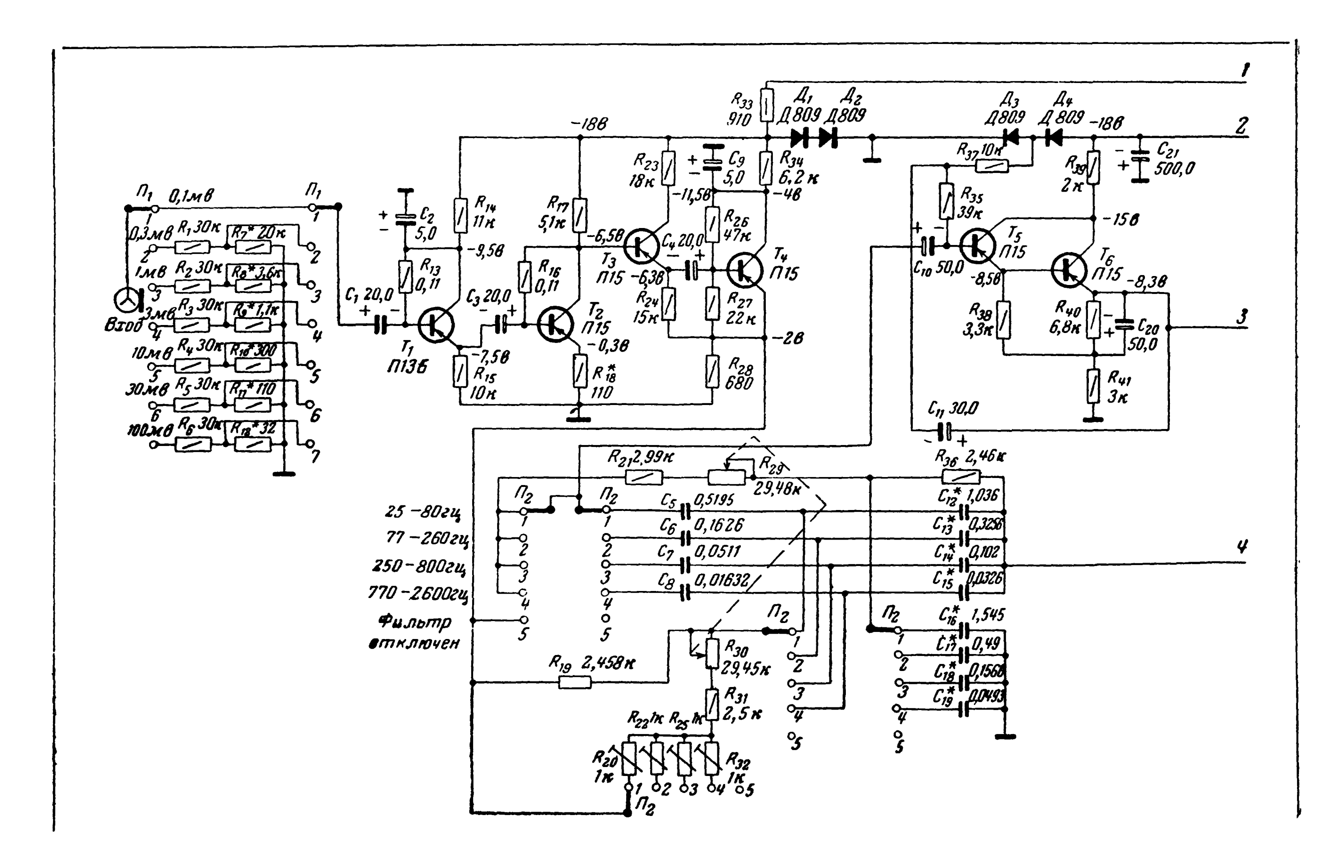
Принципиальная схема прибора представлена на рис. 21. Предварительный усилитель собран на четырех транзисторах (T_1—T_4), из которых транзисторы T_1, T_3 и T_4 входят в состав эмиттерных повторителей и имеют коэффициент передачи, близкий к единице. Первый каскад обеспечивает входное сопротивление прибора не менее 30 *ком*. Отрицательная обратная связь по току (сопротивление R_{15}) и по напряжению (сопротивления R_{14} и R_{13}) создает хорошую термостабильность этого каскада. Развязывающая цепочка $R_{14} C_2$ способствует устойчивой работе предварительного усилителя. Режим питания и тип транзистора в первом каскаде выбраны с расчетом на малые собственные шумы.

Следующий каскад на транзисторе T_2 выполнен по схеме с общим эмиттером и имеет коэффициент усиления 27—33. Сопротивление R_{18} включено в цепь отрицательной обратной связи по переменному току и стабилизирует коэффициент усиления каскада. Следует отметить, что режим питания транзистора этого каскада существенно зависит от температуры. Коэффициент нестабильности каскада целиком определяется величиной коэффициента усиления по току β. Поэтому для работы во втором каскаде рекомендуется выбирать транзисторы с малым начальным током коллектора (не более 2 *мка*) и величиной β не более 30.

Третий каскад представляет собой сложный эмиттерный повторитель. База транзистора T_3 связана непосредственно с коллектором предыдущего каскада. Гальваническая связь транзисторов T_2 и T_3 исключает разделительный конденсатор, часто очень громоздкий. Последний каскад предварительного усилителя обеспечивает высокоомную нагрузку для второго каскада и малое (исчисляемое десятками ом) выходное сопротивление, необходимое для нормальной работы фильтра.

На входе предварительного усилителя на платах переключателя $П_1$ расположен делитель, с помощью которого входной сигнал может ослабляться ступенями через 10 *дб* (в 3,16 раза). Напряжение питания предварительного усилителя поддерживается постоянным сопротивлением R_{33} и двумя включенными последовательно кремниевыми стабилитронами $Д_1$ и $Д_2$. Одновременно эти стабилитроны выполняют функцию развязывающих конденсаторов, увеличивая устойчивость работы схемы.

Основной усилитель выполнен на пяти транзисторах (T_5—T_9). Первый каскад этого усилителя собран на двух транзисторах (T_5 и T_6) по схеме сложного эмиттерного повторителя, обеспечивающего входное сопротивление 150—200 *ком*. Такая величина входного сопротивления основного усилителя необходима для согласования его с выходом фильтра. Особенностью первого каскада является то, что напряжение смещения на транзисторе T_5 подается с делителя, образованного двумя кремниевыми стабилитронами ($Д_3$ и $Д_4$). Это дает возможность включить в цепь базы транзистора сравнительно малое



П1
0,1мв
1
0,3мв
2
1мв
3
3мв
4
10мв
5
30мв
6
100мв
Вход
R1 30к
R2 30к
R3 30к
R4 30к
R5 30к
R6 30к
R7* 20к
R8* 3,6к
R9* 1,1к
R10* 300
R11* 110
R12* 32
7
C1 20,0
C2 5,0
C3 20,0
C4 20,0
C9 5,0
C10 50,0
C11 30,0
C20 50,0
C21 500,0
R13 0,11
R14 11к
R15 10к
R16 0,11
R17 5,1к
R18* 110
R23 18к
R24 15к
R26 47к
R27 22к
R28 680
R33 910
R34 6,2к
R35 39к
R37 10к
R38 3,3к
R39 2к
R40 6,8к
R41 3к
T1 П13Б
T2 П15
T3 П15
T4 П15
T5 П15
T6 П15
Д1 Д809
Д2 Д809
Д3 Д809
Д4 Д809
-18в
-9,5в
-7,5в
-6,5в
-6,3в
-0,3в
-11,5в
-4в
-2в
-15в
-8,5в
-8,3в
1
2
3
4
П2
25 – 80гц
77 – 260гц
250 – 800гц
770 – 2600гц
Фильтр отключен
R21 2,99к
R29 29,48к
R36 2,46к
C5 0,5195
C6 0,1626
C7 0,0511
C8 0,01632
C12* 1,036
C13* 0,3236
C14* 0,102
C15* 0,0326
C16* 1,545
C17* 0,49
C18* 0,1568
C19* 0,0493
R19 2,458к
R30 29,45к
R31 2,5к
R22 1к
R25 1к
R20 1к
R32 1к

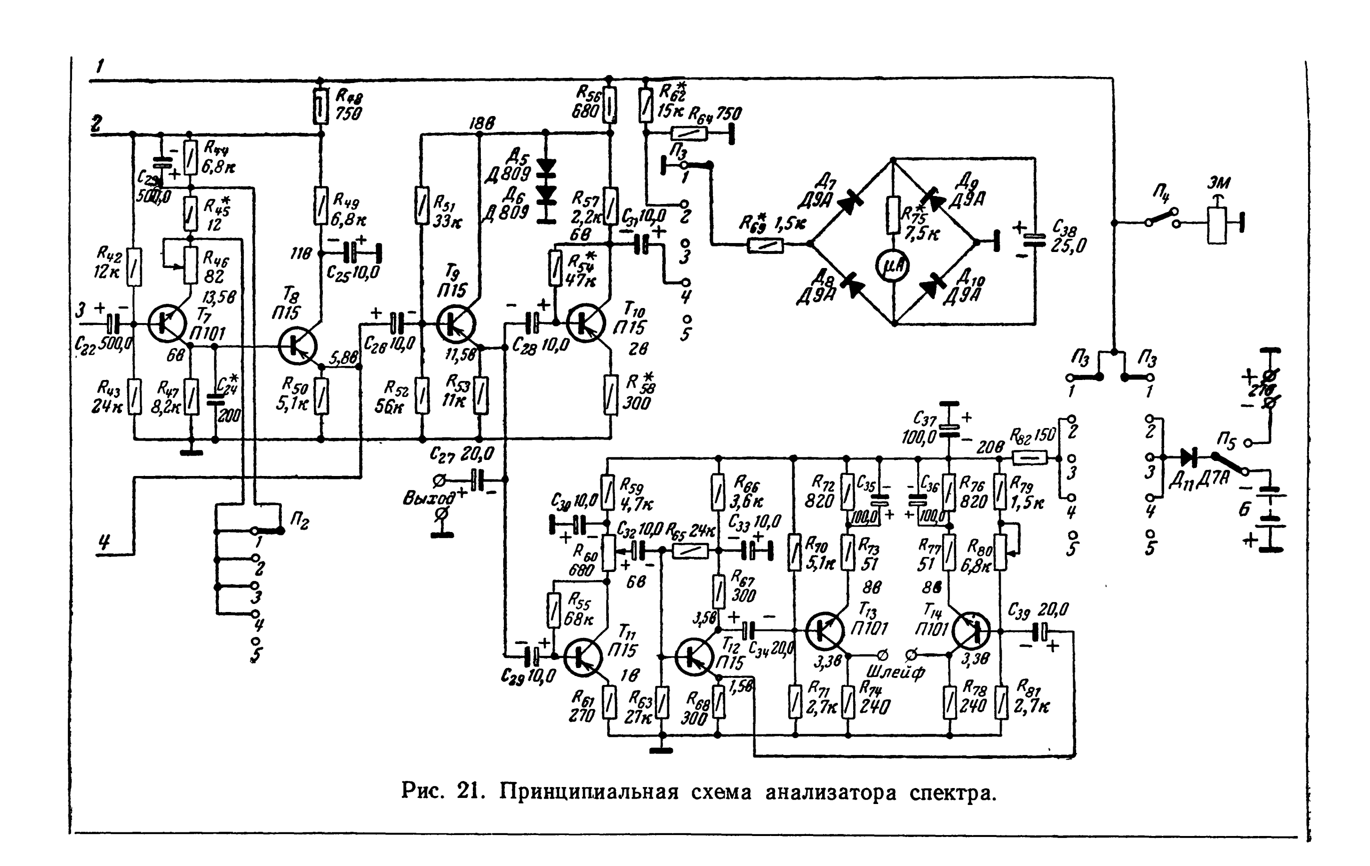


Рис. 21. Принципиальная схема анализатора спектра.

сопротивление ($R_{37}+R_{35}$) и стабилизировать нормальную работу эмиттерного повторителя при изменении окружающей температуры. Введение положительной обратной связи по переменному току через конденсатор C_{11} как бы увеличивает сопротивление R_{35} по отношению к входному сигналу в 5—10 раз. Транзисторы T_5 и T_6 связаны гальванически. Режим работы транзистора T_6 полностью определяется термостабильностью транзистора T_5.

. Следующий каскад основного усилителя на транзисторе T_7 выполнен по схеме с общим эмиттером и имеет регулируемый переменным сопротивлением R_{46} коэффициент усиления 80—160. К этому каскаду предъявляются жесткие требования по режиму работы и коэффициенту усиления, поэтому выбран кремниевый транзистор. Кроме этого, в эмиттерную цепь транзистора T_7 включено сопротивление R_{44}, участвующее в создании глубокой отрицательной обратной связи по постоянному току. Стабильность коэффициента усиления транзистора T_7 достигается с помощью сопротивлений R_{45} и R_{46}. Сопротивление R_{45} замыкается накоротко (переключателем $П_2$) при работе прибора в узкой полосе частот и увеличивает отрицательную обратную связь при отключении фильтра. Таким образом, это сопротивление устраняет различие в коэффициенте усиления каскада при отключенном и включенном блоке фильтра.

Транзистор T_7 нагружен на эмиттерный повторитель (транзистор T_8), что позволяет одновременно обеспечить высокоомную нагрузку усилительному каскаду и согласовать его выход с входным сопротивлением фильтра. Термостабильность режима эмиттерного повторителя достаточно хорошая и определяется стабильностью режима предыдущего каскада. На выходе основного усилителя расположен еще один каскад, выполненный на транзисторе T_9 по схеме с общим коллектором. Это исключает влияние внешней низкоомной нагрузки на нормальную работу прибора в целом.

Питание основного усилителя, за исключением транзистора T_9, осуществляется через стабилизирующую цепь $R_{48}\,Д_3\,Д_4$. Стабилитроны и конденсатор C_{21}, включенный параллельно с ними, развязывают основной усилитель по переменному току. Напряжение питания каскада с транзистором T_9 поддерживается постоянным с помощью цепочки $R_{56}\,Д_5\,Д_6$.

При работе в режиме анализатора первые три каскада основного усилителя охватываются частотно-зависимой отрицательной обратной связью. В качестве частотно-зависимой цепи используется схема двойного Т-образного моста. Схема двойного Т-образного моста обладает антирезонансными свойствами. Выражается это в том, что на некоторой частоте, называемой частотой настройки, наступает баланс схемы и коэффициент передачи (отношение выходного напряжения к входному) падает до нуля. При уменьшении или увеличении частоты входного сигнала относительно частоты настройки коэффициент передачи схемы возрастает, стремясь к единице на очень малых и очень больших частотах.

Таким образом, двойной Т-образный мост является заграждающим фильтром для частот, близких к частоте настройки. Это свойство моста можно пояснить схемой, приведенной на рис. 11. На очень малых частотах реактивные сопротивления конденсаторов C_1, C_2 и C_3 очень велики и передача напряжения осуществляется через активные сопротивления R_1 и R_2; при этом коэффициент передачи близок к единице. На очень больших частотах передача напряжения

осуществляется через конденсаторы C_1 и C_2, реактивные сопротивления которых весьма малы. Коэффициент передачи здесь также близок к единице. На частотах, близких к частоте настройки, коэффициент передачи уменьшается. На частоте настройки наступает баланс схемы. Напряжения на сопротивлении R_3 и конденсаторе C_3 оказываются равными, но с противоположными по знаку фазовыми сдвигами. Цепь R_2C_2 создает дополнительный фазовый сдвиг такой величины, что напряжение на конденсаторе C_3 оказывается равным и противофазным напряжению на сопротивлении R_3, а напряжение на сопротивлении R_2 — равным и противофазным напряжению на конденсаторе C_3. В резултьате выходное напряжение на частоте настройки оказывается равным нулю.

Следует отметить, что использование двойных Т-образных мостов в качестве самостоятельных частотно-избирательных элементов встречается редко из-за их низкой добротности. Значительно чаще двойные Т-образные мосты встречаются в комбинации с усилительными каскадами, когда они включаются в цепь отрицательной обратной связи. Тогда, если усилитель переворачивает фазу входного сигнала на 180°, а двойной Т-образный мост не вносит фазовых сдвигов (это положение справедливо для случая сбалансированного моста при идеальном согласовании его по входу и выходу), то на частоте настройки сигнал с выхода усилителя не будет поступать на его вход, так как коэффициент передачи моста равен нулю. На всех других частотах, отличных от частоты настройки, часть выходного сигнала поступит в противофазе на вход усилителя через цепь отрицательной обратной связи, уменьшая входной сигнал. Действие отрицательной обратной связи будет тем сильнее, чем больше отличается частота от резонансной. Таким образом, коэффициент усиления усилителя будет падать с увеличением расстройки (с удалением частоты от резонансной).

Коэффициент усиления усилителя $K_т$, охваченного отрицательной обратной связью, выражается следующей формулой:

$$K_т = \frac{K_0}{1+K_0T},$$

где K_0 — коэффициент усиления усилителя без обратной связи;
T — коэффициент передачи цепи обратной связи.

Отсюда видно, что на частоте настройки f_0 для сбалансированного моста

$$K_т = K_0.$$

Добротность усилителя, охваченного отрицательной обратной связью через двойной Т-образный мост,

$$Q_э = K_т Q_м,$$

где $Q_м$ — добротность двойного Т-образного моста.

Для того чтобы обеспечить нормальную работу усилителя, охваченного обратной связью через двойной Т-образный мост, необходимо выполнить следующие неравенства:

$$R_{вых} \ll Z_{вх} \text{ и } R_{н.м} \gg Z_{вых},$$

где $Z_{вх}$ и $Z_{вых}$ — входное и выходное сопротивление моста на частоте настройки;

$R_{вых}$ — выходное сопротивление усилителя;

$R_{н\cdot м}$ — сопротивление нагрузки моста.

В описываемом приборе использованы схема моста и способ его включения в обратную связь избирательного усилителя, отличные от ранее опубликованных. Один из наиболее распространенных вариантов включения моста состоит в том, что напряжение входного сигнала и напряжение обратной связи суммируются во входной цепи усилителя с помощью сопротивлений по последовательной схеме. Недостатком такого включения является низкий коэффициент передачи от источника сигнала к избирательному усилителю (рис. 22). Поэтому потеря коэффициента передачи должна быть восполнена в другом месте путем создания дополнительных усилительных каскадов. Кроме того, резонансная характеристика усилителя, охваченного отрицательной обратной связью через двойной Т-образный мост способом, указанным на рис. 22, при больших расстройках существенно отличается от

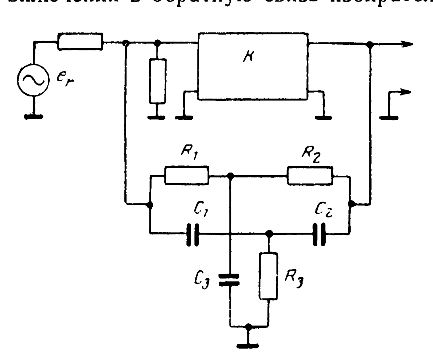


Рис. 22. Схема включения двойного Т-образного моста в цепь обратной связи усилителя.

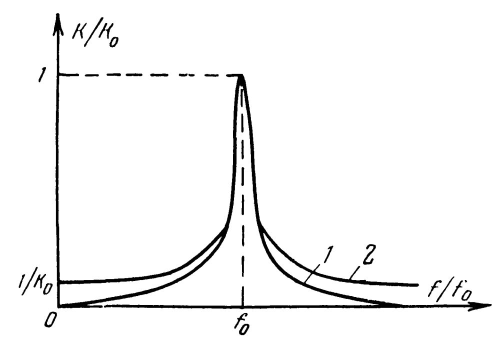


Рис. 23. Частотные характеристики.

1 — параллельного *LC*-контура; *2* — избирательного усилителя с двойным Т-образным мостом.

аналогичной характеристики обычного резонансного контура той же добротности. Это отличие заключается в том, что при значительных расстройках частотная характеристика контура стремится к нулю, а усилителя с двойным Т-образным мостом — к величине, равной $1/K_0$ (рис. 23).

Это снижает возможности резонансного усилителя и не позволяет ему отстроиться от больших по амплитуде сигналов, хотя они имеют частоты, сильно отличающиеся от резонансной. Поэтому в описываемом приборе использована другая схема включения сигнала к избирательному усилителю, свободная от указанных недостатков (рис. 24). Здесь источник сигнала $e_г$ включается последовательно с сопротивлением поперечного плеча моста, так что выходное сопротивление генератора является частью сопротивления $R_{д3}$ и участвует в балансировании моста. Поэтому величина $r_г$ должна быть либо очень стабильной, либо очень малой по сравнению с $R_{д3}$ (чтобы исключить разбаланс схемы при возможном изменении $r_г$ в процессе работы).

Второе отличие этой схемы заключается в том, что мост перестраивается по частоте двумя сопротивлениями вместо трех. Это значительно упрощает конструкцию блока сопротивлений и позволяет использовать серийно выпускаемые спаренные прецизионные потенциометры типа ПЛ2-2. Для того чтобы при перестройке по частоте путем одновременного изменения двух сопротивлений не нарушалось условие нулевого баланса, сопротивление в поперечной цепи моста выполнено из двух параллельных сопротивлений: постоянного R_3' и переменного $R_3+R_{д3}$.

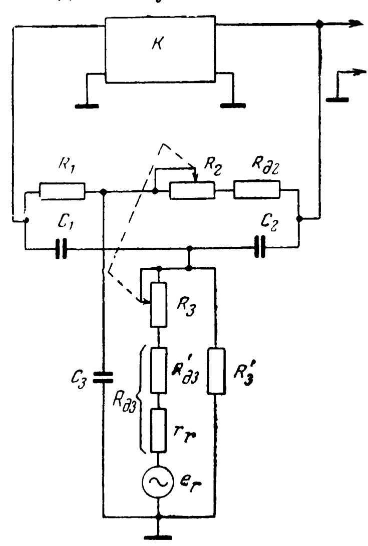


Рис. 24. Включение двойного Т-образного моста в схему основного усилителя анализатора.

Усилитель вольтметра содержит каскад, выполненный по схеме с общим эмиттером на транзисторе T_{10}, к которому через переключатель $П_3$ подключается двухполупериодный выпрямительный мост с микроамперметром μA. Последовательно с микроамперметром и последовательно с мостом включены сопротивления R_{75} и R_{69}. Использование двух сопротивлений вместо одного объясняется тем, что с изменением температуры окружающей среды изменяется прямое и обратное сопротивление диодов выпрямительного моста. Для того чтобы эти изменения не вносили дополнительной погрешности, экспериментально было найдено соотношение между сопротивлениями R_{75} и R_{69}, устраняющее температурную погрешность.

Выходной измерительный прибор, кроме своего основного назначения, используется также для контроля напряжения источника питания. В этом случае постоянное напряжение, снимаемое с делителя $R_{62}\,R_{64}$, при положении *2* переключателя $П_3$ поступает на измерительный мост. Если при этом стрелка микроамперметра устанавливается ниже определенной точки на его шкале, то, значит, батарея разряжена и ее необходимо заменить.

Последним блоком, входящим в состав анализатора, является усилитель для записи исследуемых процессов на магнитоэлектрическом осциллографе. Вход этого усилителя соединен параллельно с выходом основного усилителя. Первый каскад выполнен на транзисторе T_{11} по схеме с общим эмиттером и имеет коэффициент усиления около 2. В коллекторной цепи транзистора расположен потенциометр R_{60}, с помощью которого регулируется крутизна усилителя (амплитуда тока вибратора). Второй каскад на транзисторе T_{12} предназначен для создания симметричного выхода по переменному току и представляет собой обычный фазоинвертор с коэффициентом передачи, близким к единице как в коллекторной, так и в эмиттерной цепях.

Сигнал с фазоинвертора поступает на вход балансного каскада с разделенными эмиттерными сопротивлениями, который выполнен на двух транзисторах (T_{13} и T_{14}). В результате этого напряжение на коллекторе у одного из транзисторов увеличивается, а у другого уменьшается. При включенной нагрузке через нее течет переменный ток. Режим питания обоих транзисторов подбирается таким, чтобы при отсутствии сигнала напряжение между их коллекторами было равно нулю. Эта подстройка производится переменным сопротивлением R_{80}, включенным в цепь смещения транзистора T_{14}. Для стабилизации рабочих точек транзисторов балансного каскада включены сопротивления R_{72} и R_{76}. Питание усилителя для записи на магнитоэлектрическом осциллографе осуществляется от общего источника через развязывающую цепь $R_{82}C_{37}$.

В описываемом устройстве предусмотрена возможность проводить спектральный анализ исследуемого сигнала не только вручную, но и механически. С этой целью ось перестраиваемых сопротивлений через систему шестерен и электромагнитную муфту ЭМ связана с выходной осью, которая в свою очередь может сочленяться при помощи гибкого валика с самописцем типа Н110 или другим прибором. Потребляемый электромагнитной муфтой от источника питания напряжением 30 *в* ток составляет 30 *ма*.

Питание анализатора в целом осуществляется либо от гальванической батареи, составленной из восьми соединенных последовательно батарей от карманного фонаря (внутренний источник питания), либо от аккумуляторной батареи напряжением 23—30 *в* (внешний источник питания), подключаемых переключателем $П_5$. Диод $Д_{11}$ в цепи питания введен для того, чтобы предотвратить выход из строя транзисторов и других элементов схемы при ошибочном подключении источника питания неправильной полярностью. Подача напряжения в схему производится переключателем $П_3$, с помощью которого можно контролировать пригодность к работе батарей, включить отдельно анализатор и при необходимости включить усилитель для записи на магнитоэлектрическом осциллографе.

Конструкция и детали. Все блоки прибора размещаются в корпусе, склепанном из дюралюминия толщиной 1,5 *мм*. Для соединения стенок корпуса с дном и лицевой панелью применены рамы, изготовленные из дюралюминиевого угольника 20×20×1,5 *мм*. К лицевой панели, изготовленной из дюралюминия толщиной 2,5 *мм*, крепятся все узлы прибора. На внутренней стороне панели установлены салазки из дюралюминиевого угольника, на которые опирается прибор, когда он извлечен из корпуса. Салазки крепятся к лицевой панели двумя П-образными скобами (ручками), сделанными из латун-

ного никелированного прутка диаметром 8 *мм*. Концы ручек имеют резьбу М6. Лицевая панель прикрепляется к корпусу восемью винтами М4. Корпус и лицевая панель прибора окрашены молотковой эмалью. Для удобства при переноске корпус снабжен ручкой и замками патефонного типа. Он имеет крышку, которая закрывает лицевую панель и сохраняет ее от повреждения при транспортировании.

На лицевой панели установлены микроамперметр μA типа М-24 со шкалой на 100 *мка*, лимб с ручкой настройки частоты, переклю-

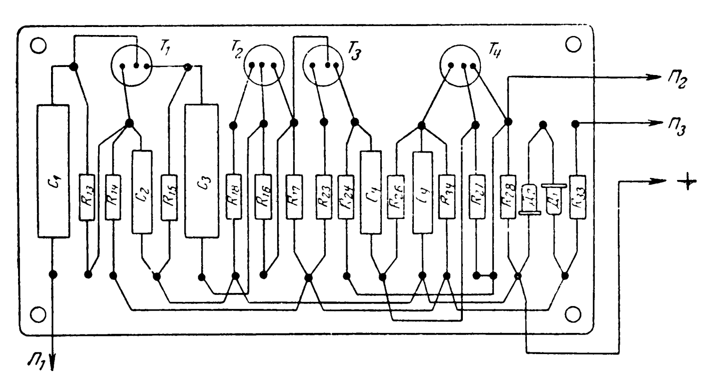


Рис. 25. Монтажная схема платы предварительного усилителя.

чатель пределов измерений $П_1$ типа 11П3Н, переключатель диапазонов $П_2$ типа 5П6Н, переключатель питания $П_3$ типа 5П4Н, переключатели (тумблеры) $П_4$ и $П_5$ типа ТП-1, потенциометр R_{60}, входной коаксиальный разъем типа ВР-10 и шесть универсальных зажимов. Потенциометр R_{46} (калибровка) типа ПП3-1, установленный на П-образной скобе, выведен под шлиц.

Конструктивно схема анализатора разбита на следующие отдельные узлы: плата входного усилителя, плата основного усилителя, плата усилителя для вибратора (шлейфа) осциллографа, элементы двойного Т-образного моста с переключателем, верньерное устройство с электромагнитной муфтой, входной делитель с переключателем и коробка для батарей.

Платы усилителей изготавливаются из гетинакса толщиной 2 *мм*. На них в два ряда устанавливают (приклепывают) монтажные лепестки, на которых распаивают все детали усилителей за исключением конденсаторов C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{35}, C_{36} и C_{37}. Монтажные схемы плат приведены на рис. 25, 26 и 27.

Плата входного усилителя крепится к салазкам на двух скобах. Плата основного усилителя закреплена на двух Г-образных стойках около блока конденсаторов двойного Т-образного моста. Соединительные провода к основному усилителю подходят двумя жгутами, так что при необходимости эта плата может быть легко снята. Плата усилителя осциллографа устанавливается на четырех колонках на коробке для батареи.

Конденсаторы двойного Т-образного моста, верньерное устройство и переключатель диапазонов закреплены на дюралюминиевой

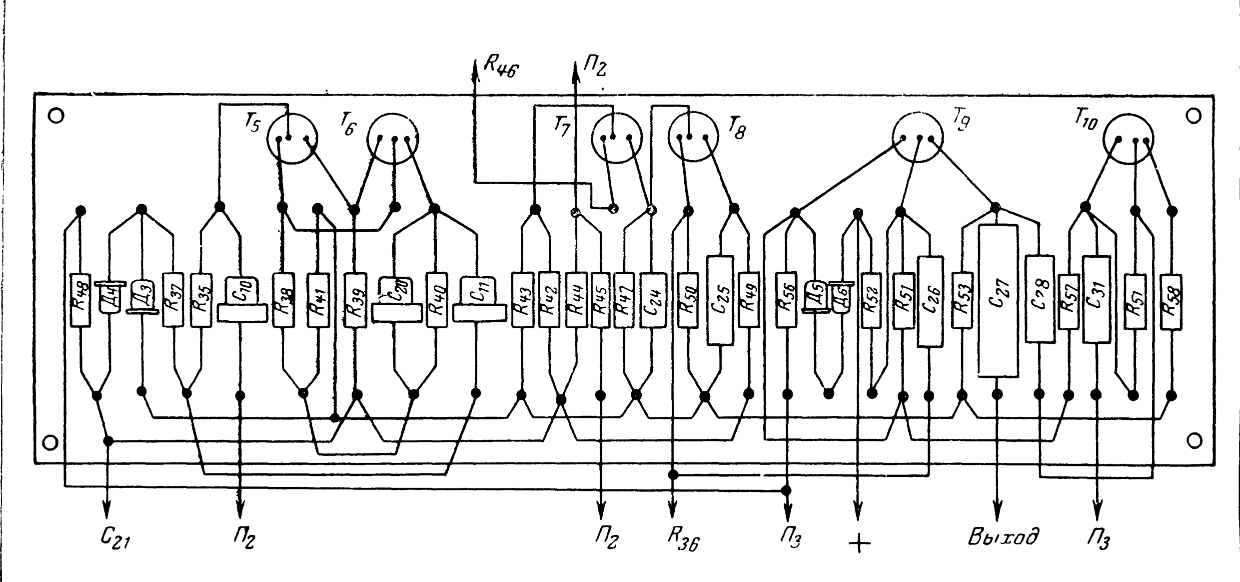


Рис. 26. Монтажная схема платы основного усилителя.

планке толщиной 4 *мм*. Конденсаторы одинаковых размеров собраны в группы и прикреплены к планке дюралюминиевыми обжимками. Под гайку переключателя диапазонов в планке со стороны, соприкасающейся с лицевой панелью, делается углубление, чтобы она была полностью утоплена. Планка со всеми деталями крепится к лицевой панели четырьмя винтами М4 с декоративными головками.

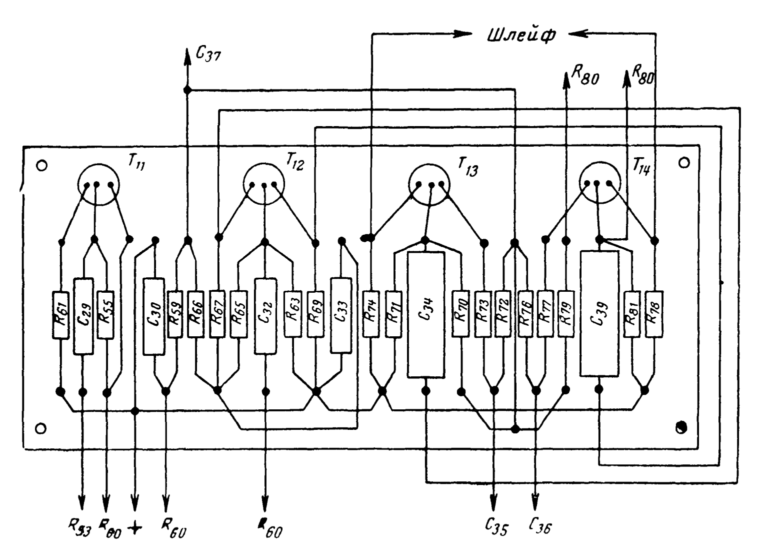


Рис. 27. Монтажная схема платы усилителя для осциллографа.

Верньерное устройство может использоваться в двух режимах работы. При ручном анализе изменение частоты настройки производится ручкой, выведенной на лицевую панель, через замедляющую передачу с коэффициентом замедления 1 : 4. При автоматическом анализе с записью на самописец или осциллограф изменение частоты настройки производится через дополнительную червячную передачу, электромагнитную муфту и внешний валик, соединяющий анализатор с самописцем. Общий коэффициент замедления в этом случае составляет 20.

Конструкция верньерного устройства приведена на рис. 28. Спаренный прецизионный потенциометр через пару шестерен соединяется с валом, на котором жестко закреплены градуированный лимб и половина электромагнитной муфты, несущая обмотку. Другая половина муфты жестко скреплена с червячным колесом, свободно вращающимся на этом валу. Шестерня, сидящая на валу потенциометра, связана со второй шестерней, которая расположена на оси ручки настройки. Таким образом, при ручной настройке, когда муфта выключена, червячное колесо остается неподвижным, а ось лимба может свободно вращаться. Если же вал червяка соединить с самописцем или другим прибором, имеющим выходную ось для привода ана-

лизатора, и включить муфту, то червячное колесо окажется жестко связанным с валом лимба. При этом потенциометр будет связан с валом самописца, что обеспечит синхронную работу этих приборов. Наличие электромагнитной муфты позволяет в любой момент отключить привод, не останавливая самописец. Обе половинки муфты выполнены из стали марки Э (Армко), обмотка имеет 5 600 витков провода ПЭВ-0,11.

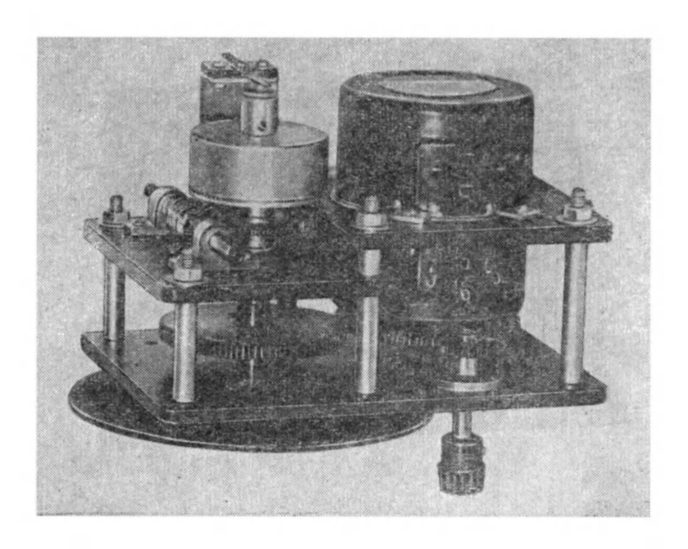


Рис. 28. Внешний вид верньерного устройства с электромагнитной муфтой.

Токоподвод к муфте осуществляется через ее корпус и скользящий контакт, расположенный на торце. В качестве соединительного валика для сочленения самописца с анализатором можно использовать либо телескопический вал с шарнирами Гука простейшей конструкции, либо гибкий вал. В описываемой конструкции использован после незначительных переделок трос спидометра от мотоцикла «Ява».

Если автоматический анализ не предусматривать, то конструкция верньера может быть значительно упрощена. Тогда целесообразно просто удлинить вал потенциометра и на нем закрепить лимб. Замедляющую передачу от ручки настройки к оси потенциометра можно выполнить при помощи тросика, как это делается в радиоприемниках.

Прямоугольная коробка для батареи размерами 200×70×85 *мм* изготавливается из дюралюминия толщиной 1,5 *мм* и при помощи уголков крепится винтами к салазкам. Восемь батарей от карманного фонаря типа КБС-Л-0,5, составляющих батарею питания, размещаются на гетинаксовой планке, имеющей вырезы и прижимы для

контактов. Планка вместе с батареями закрепляется в коробке двумя невыпадающими винтами.

Конденсаторы больших размеров (C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{35}, C_{36}, C_{37}) и регулировочное сопротивление R_{46} размещены на гетинаксовой планке толщиной 3 *мм*. Эта планка удерживается снизу лицевой панели теми же винтами, которыми крепится микроамперметр. Подстроечные (R_{20}, R_{22}, R_{25}, R_{32}) и постоянные (R_{19}, R_{21}, R_{31}, R_{36}) сопротивления, входящие в схему двойного Т-образного моста, устанавливаются на угольнике, который потом прикрепляется к верхней щеке верньерного устройства. Детали выпрямителя микроамперметра расположены на гетинаксовом диске, закрепленном непосредственно под зажимы микроамперметра.

Вид на монтаж анализатора спектра приведен на рис. 29 и 30.

В анализаторе применены стандартные детали. Конденсаторы, кроме тех, которые входят в схему двойного Т-образного моста, в основном электролитические типа ЭМ, а конденсаторы емкостью больше 40 *мкф* — типа ЭТО или ЭГЦ.

К деталям, входящим в состав двойного Т-образного моста, предъявляются значительно более жесткие требования как по стабильности, так и по точности. В схеме моста могут быть использованы слюдяные конденсаторы типа КСГ или КСО, а также металлопленочные типа МПГП, обладающие малым температурным коэффициентом емкости. Точность подбора этих конденсаторов должна быть не хуже 0,5%.

В качестве переменных сопротивлений R_{29} и R_{30} использован спаренный прецизионный потенциометр типа ПЛ2-2 с номинальным значением сопротивления 30 *ком*±5%. У потенциометров этого типа закон изменения сопротивления отличается от линейного не более, чем на 0,3%. Можно использовать также потенциометры типов ПЛ1-2 и ПФ2-2.

Применять в схеме двойного Т-образного моста спаренные сопротивления типа СПIII или другие низкого класса точности нельзя, так как с ними неравномерность частотной характеристики анализатора будет недопустимо большой.

К транзисторам, использованным в анализаторе, за исключением первого, который должен быть отобран по наименьшему фактору шума, особых требований не предъявляется. Транзисторы типа П101 можно заменить транзисторами типа П102 или П103. Вместо транзисторов типа П15 можно использовать транзисторы П13А или П14.

Налаживание анализатора спектра. Налаживание начинают с проверки соответствия режимов питания транзисторов напряжениям, указанным на схеме (рис. 21). Номинальным считается режим, отличающийся от приведенного на схеме не более, чем на ±20%. При первом включении некоторое несоответствие с рабочим режимом может возникнуть у входного каскада основного усилителя (транзисторы T_5 и T_6). В этом случае надо изменить величину сопротивления R_{35}, но так, чтобы она не оказалась менее 20—25 *ком*, так как иначе понизится входное сопротивление основного усилителя, являющееся нагрузкой двойного Т-образного моста, и согласование усилителя с мостом будет нарушено. С другой стороны, слишком большое сопротивление R_{35} ухудшит термостабильность каскада. Поэтому лучше, если транзистор T_5 будет иметь коэффициент усиления по току β порядка 40—60. При налаживании каскадов анализатора следует учесть, что режим транзисторов, связанных гальванически, определяется ре-

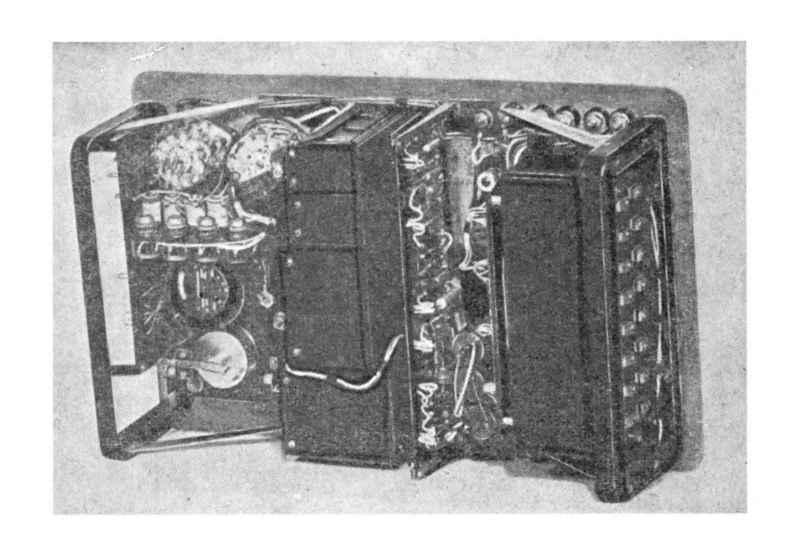


Рис. 29. Вид (слева) на монтаж анализатора спектра.

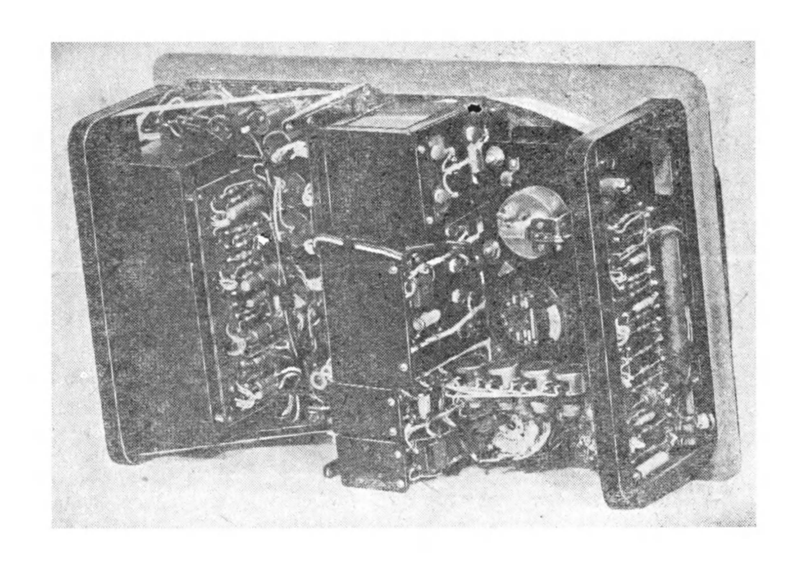


Рис. 30. Вид (справа) на монтаж анализатора спектра.

жимом работы первого из них. В остальном регулировка режимов питания транзисторов сводится к подбору сопротивлений в базовых цепях каскадов.

Налаживание анализатора по переменному току следует начинать с работы его при отключенном фильтре (в режиме вольтметра). Сначала в указанной последовательности нужно проверить следующие основные параметры каскадов: 1. Усилитель вольтметра при коэффициенте усиления 6—8 должен обеспечивать без искажений выходное напряжение величиной 2,5—3 *в*. 2. Выходное сопротивление каскада на транзисторе T_8 должно быть 40—60 *ом*. 3. Коэффициент усиления основного усилителя должен регулироваться сопротивлением R_{46} в пределах 80—160. 4. Входное сопротивление каскада на транзисторах T_5 и T_6 должно составлять 150—200 *ком*. 5. Выходное сопротивление каскада на транзисторах T_3 и T_4 должно быть не более 30—50 *ом*. 6. Коэффициент усиления каскада на транзисторе T_2 должен составлять 27—33. 7. Входное сопротивление первого каскада (транзистор T_1) должно быть не менее 30 *ком*. 8. При подаче на вход усилителя для магнитоэлектрического осциллографа переменного напряжения 200 *мв* через его нагрузку величиной в 5—6 *ом* должен протекать ток неискаженной формы не менее 5—6 *ма*.

Далее необходимо установить коэффициент усиления анализатора на частоте 800 *гц*, снять частотную характеристику и определить уровень собственных шумов. Для этого на вход анализатора подают сигнал напряжением 100 *мкв* и потенциометром R_{46} устанавливают напряжение на выходе транзистора T_9 равным 230—250 *мв*. Очевидно, что при этом коэффициент усиления составит 2 300—2 500. Затем, поддерживая напряжение на входе анализатора постоянным, изменяют частоту генератора в пределах 20—20 000 *гц* и на некоторых фиксированных частотах (например, 20, 100, 1 000, 10 000 и 20 000 *гц*) измеряют выходное напряжение. Полученные значения не должны отличаться от выходного напряжения на частоте 800 *гц* более, чем на 10%. В противном случае следует откорректировать частотную характеристику (см. стр. 21).

Эффективный уровень собственных шумов, приведенный ко входу, определяется отношением напряжения шумов на выходе к общему коэффициенту усиления. Напряжение шумов измеряется квадратичным вольтметром, например типа ВЗ-6 (МВЛ-6), на выходе анализатора при шунтированном входе. Можно воспользоваться и вольтметром типа ВЗ-2А или аналогичным ему, но в этом случае полученный результат надо увеличить в 1,13 раза (множитель 1,13 учитывает отношение коэффициентов формы «нормального», или гауссова шума и синусоидального напряжения).

После окончания налаживания анализатора в режиме вольтметра приступают к регулировке его при включенном фильтре.

Основную сложность при налаживании анализатора спектра представляет блок двойного Т-образного моста. Дело в том, что все элементы моста должны быть рассчитаны и подобраны с точностью не ниже ±0,5%. В противном случае коэффициент усиления устройства при работе в режиме анализатора будет очень сильно меняться в зависимости от частоты настройки, и даже может наступить генерация.

Для примера в табл. 2 приведены наибольшие значения неравномерности коэффициента усиления анализатора $\Delta K_т/K_т$ (неравномерности частотной характеристики устройства в режиме ана-

лизатора) для различных величин относительной погрешности δ в определении сопротивлений моста, которые могут получиться при неблагоприятном сочетании знаков погрешностей.

Таблица 2

Неравномерность коэффициента усиления для различных величин относительной погрешности

Относительная погрешность, %			
1,0	0,5	0,1	0,05
Неравномерность коэффициента усиления, %			
+100 —33	+33 —20	+5 —5	+2,5 —2,5

В свою очередь значения всех сопротивлений и емкостей двойного Т-образного моста зависят исключительно от истинной величины перестраиваемых сопротивлений R_{29} и R_{30}. Вероятность того, что удастся подобрать прецизионный потенциометр точно такой же величины, как указано в описании, необычайно мала, поэтому работу над анализатором спектра приходится начинать с расчета элементов двойного Т-образного моста по приведенной ниже методике.

1. Из имеющихся спаренных прецизионных потенциометров выбирают такой, у которого оба сопротивления равны или наиболее близки по номинальной величине. Измеряют истинные значения сопротивлений R_2 и R_3 (рис. 24) и находят отношение $n=\frac{R_2}{R_3}$.

2. Определяют коэффициент

$$\gamma=\frac{1-Q_{\text{м}}^2}{4(1+n)\,Q_{\text{м}}^2},$$

где $Q_{\text{м}}$ — добротность двойного Т-образного моста. Обычно $Q_{\text{м}}$ выбирается в пределах 0,25—0,35, что облегчает согласование моста с усилителем. В описываемом анализаторе $Q_{\text{м}}=0{,}33$.

3. Определяют величины добавочных сопротивлений $R_{\text{д2}}$ и $R_{\text{д3}}$:

$$R_{\text{д2}}=\frac{R_2}{\lambda^2-1},\quad R_{\text{д3}}=\frac{R_3}{\lambda^2-1},$$

где λ — коэффициент перекрытия. В данном анализаторе $\lambda=3{,}24$.

Если по каким-либо причинам потребуется изменить диапазон частот, перекрываемый анализатором, то следует иметь в виду, что с увеличением перекрытия возрастает неравномерность коэффици-

ента усиления анализатора при перестройке, которая увеличивается приблизительно пропорционально величине λ. Поэтому практически наиболее удобной величиной перекрытия является $\lambda=\sqrt{10}=3{,}16$ или $\lambda=\sqrt[3]{10}=2{,}15$. Такие на первый взгляд странные величины перекрытия удобны тем, что при $\lambda=3{,}16$ независимо от общего рабочего диапазона частот шкала прибора будет иметь только два, а при $\lambda=2{,}15$ три ряда делений. При других значениях λ придется делать отдельную шкалу для каждого поддиапазона. Так как соседние поддиапазоны должны накладываться друг на друга по частоте на 3—5%, то при расчете надо принимать $\lambda=(1{,}03—1{,}05)\sqrt{10}$ или $\lambda=(1{,}03—1{,}05)\sqrt[3]{10}$.

Для определения числа поддиапазонов и соответственно числа положений переключателя можно пользоваться следующей формулой:

$$m=\frac{\lg\frac{f_в}{f_н p}}{\lg\frac{\lambda}{p}},$$

где m — число поддиапазонов;
$f_в$ — высшая частота диапазона, *гц*;
$f_н$ — низшая частота диапазона, *гц*;
$p=1{,}03—1{,}05$ — коэффициент наложения шкалы на шкалу.

4. Находят величины постоянных сопротивлений R_1 и R_3':

$$R_1=\gamma n\frac{R_2+R_{д2}}{\lambda(1+\gamma+\gamma n)};$$

$$R_3'=\gamma n\frac{R_3+R_{д3}}{\lambda(1+\gamma+\gamma n)}.$$

5. Находят емкости конденсаторов, входящих в каждый поддиапазон:

$$C_1=\frac{n}{2\pi f_н' R_1}\cdot\sqrt{\frac{1}{\lambda(1+\gamma+\gamma n)}};$$

$$C_2=\gamma C_1;$$

$$C_3=\frac{1+\gamma}{n}C_1,$$

где $f_н'$ — низшая частота каждого поддиапазона.

После расчета надлежит подобрать все элементы двойного Т-образного моста с максимально возможной точностью.

Иногда имеющаяся в наличии измерительная аппаратура не позволяет подобрать емкости и сопротивления с требуемой точностью и погрешность анализатора оказывается больше допустимой. В этом случае ее можно значительно уменьшить в процессе налаживания.

Как указывалось выше, включение двойного Т-образного моста в цепь обратной связи усилителя может привести к возбуждению прибора. При этом частота возбуждения может меняться с перестройкой сопротивлений моста либо оставаться постоянной и не зависеть от элементов моста. В первом случае необходимо увеличить емкость конденсатора C_3 (уменьшить C_1 или C_2). Иногда полезно вход основного усилителя зашунтировать конденсатором емкостью в несколько десятков или сотен пикофарад. Во втором случае хорошие результаты дает шунтирование конденсатором C_{24} сопротивления R_{47}. Если наличие этого конденсатора влияет на частотную характеристику устройства в режиме вольтметра, то целесообразно с помощью еще одной платы переключателя диапазонов $П_2$ отключать конденсатор C_{24} при работе анализатора спектра в широкой полосе частот.

Настройка устройства в режиме анализатора начинается с того, что снимают характеристику неравномерности коэффициента усиления на всех его поддиапазонах. Для этого, поддерживая величину входного сигнала постоянной, меняют частоту генератора. На каждой частоте находят такое положение перестраиваемых сопротивлений двойного Т-образного моста, при котором выходное напряжение оказывается наибольшим. Совокупность максимальных значений коэффициентов усиления анализатора спектра на различных частотах носит название частотной характеристики устройства в режиме анализатора, которая и указывает, в какие элементы моста следует внести поправку.

В общем случае может возникнуть необходимость сдвинуть в ту или другую сторону по оси частот отдельные поддиапазоны, чтобы привести в соответствие с расчетом их начало (конец). Эта операция осуществляется посредством изменения емкости всех конденсаторов, входящих в схему двойного Т-образного моста в данном поддиапазоне, пропорционально отношению фактически полученной начальной частоты к расчетной начальной частоте поддиапазона.

Неравномерность частотной характеристики анализатора спектра с плавной перестройкой по частоте определяется изменением коэффициента усиления как внутри каждого поддиапазона, так и при переходе от одного поддиапазона к другому. Поэтому последующий этап настройки сводится к уменьшению неравномерности частотной характеристики в поддиапазонах.

Наибольший разбаланс моста, вызываемый уходом перестраиваемых сопротивлений от заданного (для сопротивлений типа ПЛ — линейного) закона, появляется при их работе на начальном участке (высокочастотном конце каждого поддиапазона). Обычно при переходе на высокочастотную часть поддиапазона относительная ошибка в величинах перестраиваемых сопротивлений нарастает и имеет один знак. В результате меняется коэффициент передачи цепи обратной связи основного усилителя и частотная характеристика анализатора на высокочастотном конце каждого поддиапазона имеет завал или подъем. Чтобы ее выравнять, необходимо изменить значение подстроечных сопротивлений R_{20}, R_{22}, R_{25} и R_{32}. Следует отметить, что такая подстройка практически не сказывается в начале поддиапазона.

После настройки анализатора спектра в каждом поддиапазоне приступают к приведению средних значений коэффициентов усиле-

ния к величине $K_{т.ср}$, которая определяется заданной величиной эквивалентной добротности $Q_э$ усилителя ($Q_э = Q_м K_{т.ср}$). Эта операция производится посредством изменения емкостей одного из конденсаторов, входящих в состав моста, и приводит к параллельному перемещению частотной характеристики.

Таким образом, если при настройке анализатора окажется, что частотная характеристика на высокочастотном конце каждого поддиапазона имеет завал (подъем), то надо уменьшить (увеличить) сопротивления R_{20}, R_{22}, R_{25} и R_{32}. Если же частотная характеристика в отдельных поддиапазонах должна быть поднята (опущена) параллельно самой себе, то следует увеличить емкость конденсаторов C_{18}—C_{19} (увеличить емкость конденсаторов C_5—C_8 или C_{12}—C_{15}).

После настройки частотных характеристик анализатора переходят к измерению величины эквивалентной добротности $Q_э$. Эта операция производится, как правило, в начале, середине и конце каждого поддиапазона. Для этого на некоторой частоте f_0 с помощью сопротивлений R_{29} и R_{30} настраиваются на максимум значения выходного напряжения. Затем, уменьшая и увеличивая частоту генератора относительно резонансной частоты f_0, фиксируют частоты f_0' и f_0'', при которых коэффициент усиления устройства уменьшается в 1,41 раза. Тогда

$$Q_э = \frac{f_0}{f_0'' - f_0'}.$$

По результатам этих же измерений можно определить относительную и абсолютную полосы пропускания анализатора:

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = \frac{1}{Q_э} = \frac{f_0'' - f_0'}{f_0};$$

$$2\Delta f = \frac{f_0}{Q_э} = f_0'' - f_0'.$$

Закончив налаживание устройства в режиме анализатора, переходят к регулированию коэффициента усиления каскада на транзисторе T_{10}. Из частотных характеристик устройства в режиме анализатора находят частоту $f_{ср}$, на которой коэффициент усиления анализатора имеет среднее значение, $K_{т.ср}$. Затем на вход устройства подают переменное напряжение 100 *мкв* частоты $f_{ср}$, настраиваются потенциометрами R_{29} и R_{30} на максимальный коэффициент усиления и подбирают сопротивление R_{58} такой величины, чтобы стрелка микроамперметра отклонилась на всю шкалу.

Последующий этап в настройке анализатора спектра сводится к выравниванию средних значений коэффициентов усиления устройства в режимах анализатора и вольтметра. С этой целью по частотной характеристике устройства в режиме вольтметра находят частоту, на которой коэффициент усиления имеет среднее значение $K_{ср}$, и, подав входной сигнал напряжением 100 *мкв*, подбирают такое значение сопротивления R_{45}, чтобы выполнялось равенство коэффициентов усиления $K_{т.ср} = K_{ср}$. Эта операция по настройке осущест-

вляется в режиме вольтметра. Частотные характеристики анализатора спектра приведены на рис. 31.

Подбор сопротивления R_{62} в цепи микроамперметра производится в положении *2* переключателя $П_3$. Для этого подключают источник питания напряжением 30 *в* и, подбирая сопротивление R_{62}, добиваются отклонения стрелки микроамперметра на конец шкалы. После этого уменьшают напряжение питания до 23 *в* и замечают

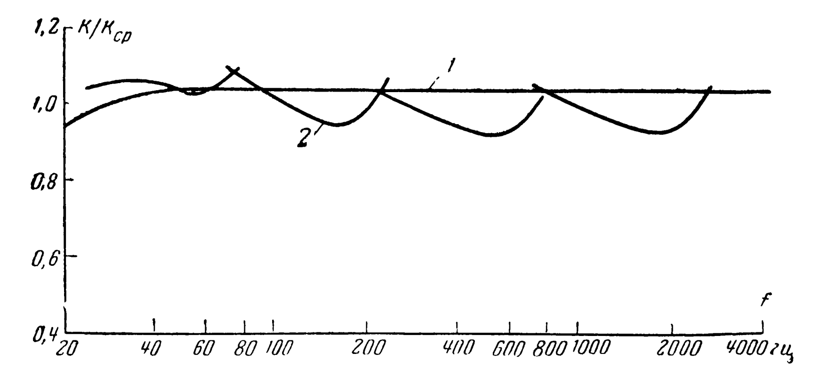


Рис. 31. Частотные характеристики анализатора спектра.

1 — в режиме вольтметра; *2* — в режиме анализатора.

новое положение стрелки. Против этого деления на шкале микроамперметра делают отметку, указывающую минимальное напряжение источника питания, при котором возможна работа устройства.

Градуировка лимба по частоте производится при определении частотных характеристик устройства в режиме анализатора. Число делений лимба видно на рис. 19.

Последний этап в настройке анализатора спектра, заключающийся в подборе элементов входного делителя, производится методом, указанным на стр. 56.

РАСЧЕТ И ИЗМЕРЕНИЕ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕМЕНТОВ И ПАРАМЕТРОВ СХЕМ

Ниже приводятся основные соображения по расчету и выбору отдельных элементов схем, являющихся общими или однотипными для большого числа приборов. Для некоторых узлов приводятся простые формулы, которые позволяют выполнить необходимые расчеты. Там, где это необходимо, даются практические рекомендации по экспериментальному подбору элементов для получения требующихся характеристик.

Делители напряжения. Наиболее распространенным типом делителя напряжения является многоступенчатый делитель с постоянным входным сопротивлением, схема которого приведена на рис. 32, *а*. Если нагрузкой такого делителя можно пренебречь (при $R_н \gg R_n$),

то расчет его не представляет никаких затруднений и максимальная погрешность делителя определяется удвоенной погрешностью его сопротивлений:

$$\delta_{\text{дел}} = 2\delta_R,$$

где $\delta_{\text{дел}}$ — относительная погрешность делителя;
δ_R — относительная погрешность сопротивлений.

В ламповых схемах условие $R_{\text{н}} \gg R_n$ почти всегда выполняется, так как входные сопротивления ламповых каскадов исчисляются

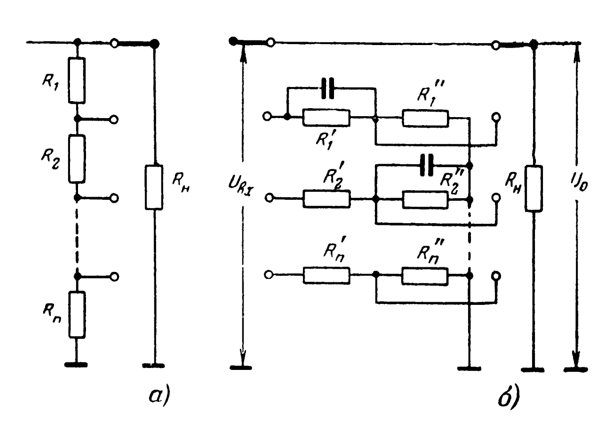


Рис. 32. Схемы делителей.

а — многоступенчатый цепочечного типа; *б* — многоступенчатый, допускающий индивидуальную регулировку на каждом пределе.

сотнями килоом, а иногда и мегомами. В схемах же на транзисторах это условие выполнить значительно труднее, и делитель оказывается нагруженным на соизмеримое входное сопротивление каскада. За счет нагрузки делитель будет обладать дополнительной погрешностью, которая может достигать значения

$$\delta_{\text{доп}} = 0,15\,\frac{R_{\text{дел}}}{R_{\text{н}}},$$

где $R_{\text{дел}}$ — полное сопротивление делителя;
$R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки.

Окончательная настройка многоступенчатого делителя в схеме затрудняется тем обстоятельством, что любое изменение, внесенное при подгонке того или иного предела измерения, влечет за собой изменение соотношений делителя на других пределах.

В приборах на транзисторах целесообразнее использовать схему, приведенную на рис. 32, *б*, содержащую на каждом пределе измерений два сопротивления, независимые от остальных элементов

делителя. Число деталей, необходимых для такого делителя, несколько больше, зато настройка значительно упрощается.

Расчет такого делителя выполняется с учетом сопротивления нагрузки по следующим формулам:

$$R'_n = R_{\text{вх}}\left(1 - \frac{1}{p}\right),$$

$$R''_n = \frac{R_{\text{вх}} R_{\text{н}}}{pR_{\text{н}} - R_{\text{вх}}},$$

где R'_n и R''_n — величины сопротивлений делителя;

$R_{\text{вх}}$ — необходимое входное сопротивление прибора;

$R_{\text{н}}$ — входное сопротивление первого каскада прибора (нагрузка делителя);

$p = \frac{U_{\text{вх}}}{U_0}$ — величина необходимого ослабления.

Делитель, рассчитанный по этим формулам, обладает одинаковым входным сопротивлением на всех пределах измерения, а его погрешность определяется только погрешностью сопротивлений. Пусть, например, требуется рассчитать делитель усилителя, имеющего входное сопротивление первого каскада $R_{\text{вх}} = 20$ *ком*. Величина ослабления должна быть $p = 3$. Необходимое входное сопротивление прибора $R_{\text{вх}} = 20$ *ком*. Относительная погрешность сопротивлений $\delta_R = 0{,}05$ (5%). При этом

$$R'_1 = 20\left(1 - \frac{1}{3}\right) = 13{,}3\ \textit{ком};$$

$$R''_1 = \frac{20 \cdot 20}{3 \cdot 20 - 20} = 10\ \textit{ком};$$

$$\delta_{\text{дел}} = 2 \cdot 0{,}05 = 0{,}1\ (10\%).$$

Иногда сопротивления делителя удобно подбирать опытным путем. В этом случае берут необходимое сопротивление R'_1, а вместо постоянного сопротивления R''_1 используют переменное сопротивление, изменяя которое получают на входе первого каскада напряжение $U_0 = U_{\text{вх}}/p$. После того замеряют величину переменного сопротивления и заменяют его постоянным. Точно так же, задаваясь сопротивлением R''_1, можно подбирать сопротивление R'_1. Очевидно, для получения меньшей погрешности делителя следует пользоваться сопротивлениями с меньшими допусками.

В большинстве случаев подобные делители монтируются непосредственно на платах переключателя. На низких частотах они работают нормально, а на частотах, начиная с сотен килогерц (а иногда и меньше), такой делитель вносит существенные ошибки. Объясняется это наличием в любой схеме паразитных емкостей и входных емкостей транзисторов. Предположим, что на первом пределе измерения (когда сигнал поступает на вход прибора непосредственно) частотная характеристика в заданном диапазоне линейна, а на втором пределе она имеет завал на высоких частотах. Такое явление

может возникнуть в том случае, если сопротивления R_1'' и $R_н$ шунтированы некоторой емкостью. В результате на высоких частотах сопротивление плеча R_1'' делителя будет уменьшаться, что приведет к уменьшению коэффициента передачи делителя $1/p$. Для того чтобы откорректировать частотную характеристику прибора, достаточно шунтировать сопротивление R_1' делителя конденсатором. Наличие паразитной емкости, шунтирующей сопротивление R_1', приводит к подъему частотной характеристики на высоких частотах. В этом

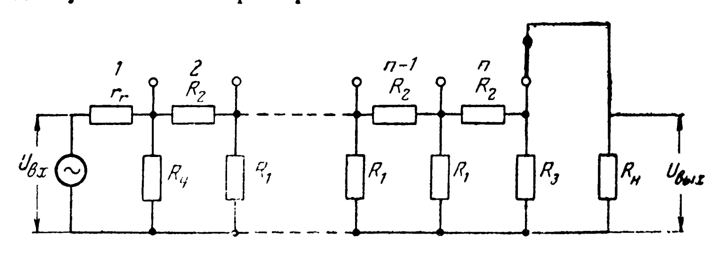


Рис. 33. Схема делителя с постоянным выходным сопротивлением.

случае корректирующий конденсатор необходимо включить параллельно сопротивлению делителя R''_1. Емкость корректирующих конденсаторов подбирается экспериментально и обычно не превышает нескольких десятков пикофарад. Делители с постоянным входным сопротивлением в большинстве случаев используются как входные делители милливольтметров, осциллографов и т. п.

Делитель с постоянным выходным сопротивлением, который обычно ставится на выходе схемы, является обязательной частью практически любого измерительного генератора. Наиболее распространен цепочечный делитель, выполненный из последовательно соединенных П-образных звеньев (рис. 33).

Расчет такого делителя производится по следующим формулам:

$$R_1 = R_{вых}\frac{k+1}{k-1};$$

$$R_2 = R_{вых}\frac{k^2-1}{k};$$

$$R_3 = R_{вых}\frac{k+1}{k};$$

$$R_4' = 2R_{вых}\frac{k+1}{k-1};$$

$$\delta_R = \frac{\delta_n}{2n}\cdot\frac{1+\alpha+\sqrt{\alpha^2+2\alpha}}{\alpha+\dfrac{\alpha^2+1}{\sqrt{\alpha^2+2\alpha}}},$$

где k — степень ослабления одной ячейкой делителя:
$R_{вых}$ — выходное сопротивление делителя;
R_1, R_2, R_3, R_4 — сопротивления элементов делителя;
n — число ячеек делителя (число положений переключателя без единицы);
δ_n — максимальное допустимая относительная погрешность делителя;
δ_R — максимально допустимая относительная погрешность сопротивлений делителя;
$\alpha = \frac{R_2}{2R_1}$ — относительный коэффициент.

В большинстве случаев стараются выполнять цепочечный делитель таким образом, чтобы выходное сопротивление генератора равнялось входному сопротивлению делителя. При соблюдении этого условия ($r_г = R_{вх} = 2R_{вых}$) напряжение, снимаемое в первом положении делителя, будет равно половине напряжения, развиваемого ненагруженным генератором, а выходное сопротивление делителя будет абсолютно одинаковым при любом положении делителя. Обычно в любительской практике условие $r_г = R_{вх}$ выполняется. В редких случаях, когда требуется весьма малое выходное сопротивление делителя, это условие обеспечить трудно, так как необходимо выполнить генератор также с весьма малым выходным сопротивлением.

При условии, когда $r_г > R_{вых}$, напряжение в первом положении делителя будет меньше половины напряжения ненагруженного генератора, а выходное сопротивление будет несколько больше. Для того чтобы сохранить постоянство выходного сопротивления и в первом положении делителя, сопротивление R_4 необходимо рассчитать по следующей формуле:

$$R_4 = \frac{r_г \cdot R_3}{r_г - R_3}.$$

В качестве примера рассчитаем делитель для звукового генератора, исходя из следующих данных: степень ослабления каждой ступени $k=10$; число ячеек делителя $n=5$; выходное сопротивление делителя $R_{вых} = 220$ *ом*; максимальная погрешность делителя $\delta_n = 0{,}05$ (5%).

Подставляя в приведенные выше формулы исходные данные, получим:

$$R_1 = 220 \frac{10+1}{10-1} = 269 \text{ ом};$$

$$R_2 = 220 \frac{100-1}{10} = 2\,180 \text{ ом}:$$

$$R_3 = 220 \frac{10+1}{10} = 242 \text{ ом};$$

$$R_4 = 2 \cdot 220 \frac{10+1}{10-1} = 538 \text{ ом};$$

$$\alpha = \frac{2\,180}{2 \cdot 269} = 4{,}05;$$

$$\delta_R = \frac{0,05}{2\cdot 5}\cdot\frac{1+4,05+\sqrt{4,05^2+2\cdot 4,05}}{4,05+\dfrac{4,05^2+1}{\sqrt{4,05^2+2\cdot 4,05}}} = 0,0066\,(0,7\%).$$

Как видно из полученного расчета, чтобы обеспечить точность делителя 5%, необходимо подбирать каждое сопротивление делителя с точностью не ниже 0,7%.

Измерение входных и выходных сопротивлений схем. Расчет входных $R_{вх}$ и выходных $R_{вых}$ сопротивлений схем на транзисторах

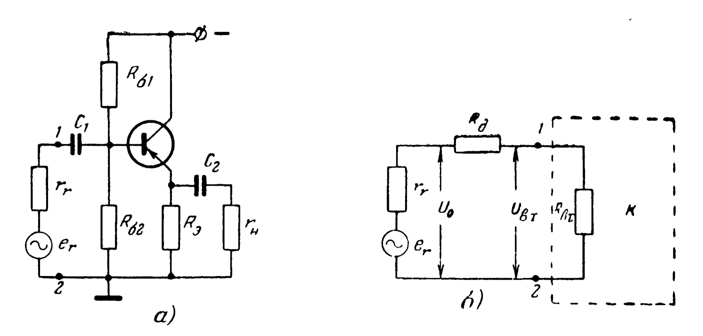


Рис. 34. Измерение выходного сопротивления каскада с общим коллектором.

в отличие от ламповых схем имеет некоторые особенности. В ламповых схемах, например, входное сопротивление при отсутствии обратных связей по переменному току определяется только величиной сопротивления утечки. Выходное сопротивление катодного повторителя, выполненного на пентоде, как известно, может быть рассчитано по формуле

$$R_{вых} = \frac{R_к\cdot\dfrac{1}{S}}{R_к+\dfrac{1}{S}},$$

где $R_к$ — сопротивление в катоде лампы;
S — крутизна лампы.

Отсюда видно, что входное и выходное сопротивления лампового каскада определяются исключительно его элементами и параметрами лампы. Поэтому расчет $R_{вх}$ и $R_{вых}$ для простых ламповых схем осуществляется достаточно просто и точно.

Аналогом лампового катодного повторителя можно считать каскад на транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором (рис. 34). Поэтому как пример следует привести упрощенные форму-

лы для определения входного и выходного сопротивлений такого каскада:

$$R_{вх} = \beta \frac{R_н R_б}{R_н \beta + R_б};$$

$$R_{вых} = \frac{r_г R_б}{\beta (r_г + R_б)} + r_э,$$

где β — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером;

$$R_б = \frac{R_{б1} R_{б2}}{R_{б1} + R_{б2}};$$

$$R_н = \frac{R_э r_н}{R_э + r_н};$$

$$r_э = \frac{30}{I_э};$$

$I_э$ — ток в эмиттерной цепи транзистора, *ма*;
$r_г$ — внутреннее сопротивление генератора.

Из этих формул следует, что в транзисторных схемах входное и выходное сопротивления зависят от многих факторов: от величины β (которая, кстати, в паспорте указывается минимально возможной для данного типа транзистора и может заметно отличаться от действительной), от сопротивления нагрузки $r_н$, сопротивлений в цепи смещения $R_{б1}$ и $R_{б2}$ и выходного сопротивления генератора $r_г$. Очень часто $r_н$ представляет собой входное сопротивление последующего, а $r_г$— выходное сопротивление предыдущего каскада. Поэтому расчет параметров $R_{вх}$ и $R_{вых}$ схем на транзисторах громоздок и не дает достаточной точности.

Во многих случаях, и в особенности при наладочных работах, входные $R_{вх}$ и выходные $R_{вых}$ сопротивления весьма просто определить экспериментально. Для определения входного сопротивления необходимо нагрузить каскад по переменному току на ожидаемую нагрузку (в схемах с общим эмиттером нагрузку можно не подключать) и последовательно с генератором включить добавочное сопротивление $R_д$ (рис. 34,*б*). Зная величину $R_д$ и измерив напряжения на выходе U_0 генератора и на входе $U_{вх}$ каскада *К*, можно определить входное сопротивление схемы по следующей формуле:

$$R_{вх} = R_д \frac{U_{вх}}{U_0 - U_{вх}}.$$

При экспериментальном определении величины $R_{вх}$ прежде всего необходимо убедиться, что включение сопротивления $R_д$ не увеличило наводку на схему. Для этого уменьшают сигнал генератора до нуля, оставив его соединенным с исследуемой схемой. Если наводки отсутствуют, то величина напряжения $U_{вх}$ должна также уменьшиться практически до нуля. Напряжение U_0 следует выбирать по возможности наибольшим, но таким, чтобы не перегружать исследуемого устройства, иначе нелинейные искажения каскада не позволят

получить истинное значение $R_{вх}$. Величину $R_д$ лучше всего выбрать приблизительно равной ожидаемому входному сопротивлению. Если сопротивление $R_д$ слишком мало, то разность U_0—$U_{вх}$ также будет малой, что может привести к значительной ошибке.

Можно воспользоваться и другим приемом, включив вместо постоянного сопротивления $R_д$ переменное. Подав затем от генератора сигнал U_0, надо подобрать такое положение движка переменного сопротивления, при котором $U_{вх}=0{,}5U_0$. Тогда величина $R_д$ будет численно равна $R_{вх}$ исследуемой схемы.

При измерении выходного сопротивления схемы $R_{вых}$ добавочное сопротивление $R_д$ (в схемах с общим эмиттером добавочное сопротивление можно не включать) выбирают таким, чтобы величина $r_г+R_д$ была численно равна выходному сопротивлению предыдущего каскада, датчика и т. п. Подав сигнал от генератора, измеряют напряжение U на выходе схемы без нагрузки. Затем, не меняя $U_{вх}$, нагружают выходной каскад на сопротивление $r_н$ и измеряют новое напряжение на выходе $U_н$. Тогда

$$R_{вых}=\frac{U-U_н}{U_н}r_н.$$

Величина $r_н$ должна выбираться приблизительно равной величине ожидаемого выходного сопротивления. При слишком большой величине $r_н$ из-за малой величины разности U—$U_н$ может возникнуть значительная ошибка. Величина входного напряжения $U_{вх}$ должна быть такой, чтобы при включении нагрузки в схеме не возникали нелинейные искажения. Это можно проверить либо с помощью осциллографа, либо с помощью вольтметра. В последнем случае входное напряжение уменьшают в 2 раза. Тогда если нелинейных искажений не было, то выходное напряжение на нагрузке $r_н$ уменьшится также в 2 раза. Если же такой пропорциональности нет, то входное напряжение надо уменьшить и вновь произвести проверку. Как и при измерении входного сопротивления, можно подобрать такое значение $r_н$, при котором $U_{вых}=0{,}5U$. Тогда величина $r_н$ будет численно равна величине выходного сопротивления схемы.

При измерении входного и выходного сопротивлений генератор и нагрузка должны быть отделены от схемы разделительными конденсаторами, емкости (в микрофарадах) которых выбирают по следующим соотношениям:

$$C_1=\frac{1}{2\pi f R_д 10^5};$$

$$C_2=\frac{1}{2\pi f r_н 10^5},$$

где f — частота, на которой производятся измерения, *гц*;
$R_д$ и $r_н$ — величины сопротивлений, *ом*.

Вольтметр, используемый для измерений, должен иметь собственное входное сопротивление, хотя бы в 10 раз большее, чем величины $R_{вх}$ и $R_{вых}$.

Коррекция шкалы показывающего прибора. Составной частью большинства измерительных схем переменного тока является стрелочный прибор, в качестве которого чаще всего используется микроамперметр магнитоэлектрической системы. Этот прибор включается в схему через выпрямитель.

Из-за того, что в выпрямителе обычно используются германиевые или кремниевые диоды, имеющие весьма нелинейную вольтамперную характеристику, на начальном участке шкала прибора оказывается очень неравномерной. Обычные методы улучшения равномерности шкал сводятся к тому, что либо увеличивают ток диодов путем шунтирования прибора сопротивлением, либо используют добавочные сопротивления большой величины. Тогда изменение прямого сопротивления диодов в зависимости от тока оказывается незначительным по сравнению с добавочным сопротивлением. Однако оба эти метода малопригодны для схем на транзисторах, так как в пер-

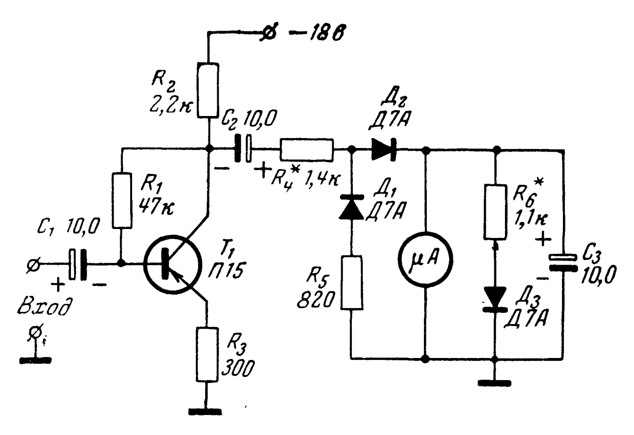


Рис. 35. Схема включения микроамперметра с корректирующим диодом.

вом случае ток нагрузки может оказаться недопустимо большим, а во втором напряжение на нагрузке может превысить допустимое напряжение между коллектором и эмиттером транзистора.

На рис. 35 приведена схема, позволяющая значительно улучшить равномерность шкалы микроамперметра при работе от переменных напряжений. Она может быть использована, например, в выходной части анализатора спектра. Эта схема представляет собой обычный усилительный каскад на транзисторе T_1, частью нагрузки которого является однополупериодная выпрямительная цепочка с диодами $Д_2$ и $Д_3$. Диод $Д_2$, включенный последовательно с микроамперметром μA (на 100 *мка*), служит выпрямителем. Другой диод совместно с сопротивлением R_6 шунтируют прибор, и часть тока диода $Д_2$ проходит через диод $Д_3$, минуя микроамперметр. С уменьшением переменного напряжения будут уменьшаться по нелинейному закону ток диода $Д_2$, падение напряжения на внутреннем сопротивлении микроамперметра и, следовательно, ток диода $Д_3$.

Таким образом, уменьшение напряжения на входе выпрямительной цепочки приводит к увеличению сопротивления диода $Д_3$, шунтирующего микроамперметр. Это частично компенсирует быстрое уменьшение тока через микроамперметр и делает его шкалу почти

линейной. Однако следует отметить, что при очень малых напряжениях на коллекторе (порядка 0,1 *в*) транзистора прямое сопротивление диода $Д_3$ становится настолько большим, что оно уже не оказывает нужного действия. Схема при этом превращается в обычную однополупериодную выпрямительную цепочку.

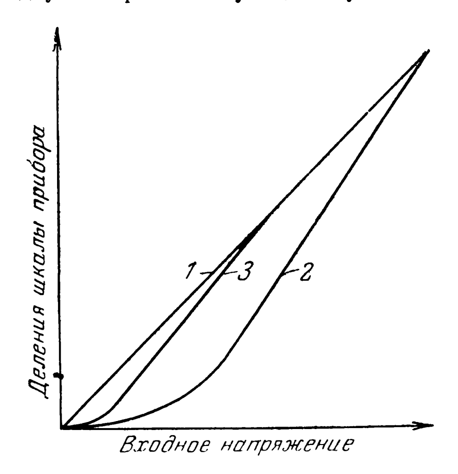


Рис. 36. Градуировочные кривые шкалы микроамперметра

1 — идеальная (линейная); *2* — реальная без коррекции; *3* — реальная с корректирующим диодом.

Настройка выпрямительной цепочки с корректирующим диодом сводится к такому подбору сопротивлений R_4 и R_6, чтобы при максимальной величине переменного напряжения на входе каскада стрелка микроамперметра отклонялась до конца, а при уменьшении сигнала вдвое — точно до середины шкалы. Схема рассчитана на выходное напряжение каскада 0,9—1,1 *в*.

На рис. 36 в качестве примера представлены градуировочные кривые шкалы прибора с корректирующим диодом и без него при наибольшем напряжении на коллекторе транзистора 1 *в*.

ЛИТЕРАТУРА

Конев Ю. И., Полупроводниковые триоды в автоматике, Изд. «Советское Радио», 1960.

Криксунов В. Г., Реостатно-емкостные генераторы синусоидальных колебаний, Гостехиздат, УССР, 1958.

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Основы теории и расчета транзисторных схем, Изд. «Советское Радио», 1963.

Эрглис К. Э., Степаненко И. П., Электронные усилители, Физматгиз, 1961.

Андреев Ю. А., Кобак В. О., Двойные Т-образные мосты в избирательных усилителях, Судпромгиз, 1962.

Вишняков А. Э., Компенсация нелинейности диодов, «Измерительная техника», № 5, 1960.

Стопский С. Б., Анализаторы спектра звуковых и инфразвуковых частот для акустической спектрометрии, Госэнергоиздат, 1962.

Цена 17 коп.